

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : **10-093375**

(43)Date of publication of application : **10.04.1998**

(51)Int.Cl.

H03H 9/145

H03H 9/64

(21)Application number : **09-179936** (71)Applicant : **FUJITSU LTD**

(22)Date of filing : **04.07.1997** (72)Inventor : **SATO YOSHIO**

IGATA OSAMU

MIYASHITA TSUTOMU

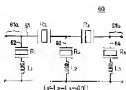
MATSUDA TAKASHI

TAKAMATSU MITSUO

(30)Priority

Priority number : **03281694** Priority date : **28.10.1991** Priority country : **JP**

(54) **SURFACE ACOUSTIC WAVE FILTER**



(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To expand passing bandwidth and improve the degree of suppression outside the passing band at the same time by adding an inductance in series with a 1st surface acoustic wave resonator, and specifying the arrangement position of a reflector and the film thickness of an exciting electrode.

SOLUTION: On a serial arm 61, one terminal-to-surface acoustic wave resonators R2 and R4 are arranged. On parallel arms 62 to 64, one terminal-to-surface acoustic wave resonators R1, R3, and R5 are arranged. Further, inductances L1 to L3 are arranged on the parallel arms 62 to 64 while connected to the resonators R1, R3, and R5. Then a reflector of a 1st surface acoustic wave resonator is arranged at a distance $d = (n + \beta) \cdot \lambda$ (n is an integer, β is a real number ≤ 1 , and λ is a cycle of a comg-type electrode corresponding to a resonance frequency), where β is substantially 0.4, from the exciting electrode, which is so constituted as to a film thickness ≤ 0.06 as thick as an electrode cycle.

LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 04.07.1997

[Date of sending the examiner's decision of rejection] 30.11.1999

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3152418

[Date of registration] 26.01.2001

[Number of appeal against examiner's decision of rejection] 11-20767

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection] 28.12.1999

[Date of extinction of right]

* NOTICES *

JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.

2. **** shows the word which can not be translated.

3. In the drawings, any words are not translated.

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1] The 1st 1 terminal-pair surface acoustic wave resonator which has predetermined resonance frequency on a juxtaposition arm In the surface acoustic wave filter of the ladder mold which comes to allot the 2nd 1 terminal-pair surface acoustic wave resonator which has the resonance frequency which carries out abbreviation coincidence in the antiresonant frequency of this 1st resonator to a serial arm An inductance (L1) is added to the 1st surface acoustic wave resonator (R1 B) at a serial. this -- The 1st surface acoustic wave resonator is consisted of a central excitation electrode (131) and a reflector (132,133) of these both sides. and -- this -- When setting the pitch of this and this excitation electrode to $d = (n + \beta) \cdot \lambda$ (period of the Kushigata electrode here

corresponding to $[n]$ resonance frequency in λ corresponding to the one or less real number in an integer and β) for this reflector, It is the surface acoustic wave filter characterized by having allotted the location where β becomes parenchyma top 0.4, and considering this excitation electrode as the configuration which has 0.06 or less times $[\text{of an electrode period}]$ thickness.

[Claim 2] the reflector in which the 1st 1 terminal-pair surface acoustic wave resonator formed in the juxtaposition arm was formed with the same electrode material as the both sides -- having -- this -- the surface acoustic wave filter according to claim 1 characterized by to consider the excitation electrode and the reflector which constitute the 1st surface acoustic wave resonator as the configuration whose ingredient is the product made from aluminum alloy which mixed the dissimilar metal several% by the product made from aluminum, or the weight ratio, and whose thickness is 0.06 to 0.09 times the electrode period.

[Claim 3] the reflector in which the 1st 1 terminal-pair surface acoustic wave resonator formed in the juxtaposition arm was formed with the same electrode material as the both sides -- having -- this -- the surface acoustic wave filter according to claim 1 characterized by considering the excitation electrode and reflector which constitute the 1st surface acoustic wave resonator as the configuration whose ingredient is a product made from Au, and whose thickness is 0.0086 to 0.013 times the electrode period.

[Translation done.]

* NOTICES *

JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention] This invention relates to the surface acoustic wave filter of the ladder mold which is applied to a surface acoustic wave filter, especially can be applied to the filter of RF (radio-frequency head) of small mobile wireless devices, such as a land mobile radiotelephone and a cellular phone. The range of $\pm 8.5\text{MHz}$ of one example of the specification of a current domestic automobile and cellular phone is a transmitting band focusing on 933.5MHz . When it is made fractional band width, it is about 2%.

[0002] A surface acoustic wave filter needs to be the property that the above-mentioned specification is fulfilled, \pm pass band width makes it fractional band width, and, specifically, it is needed 2% or more, large being a thing, that \pm loss is as low as 1.5-2dB or less, and that whenever [\pm oppression] is as high as 20dB - 30dB or more. In order to fill this demand, the resonator mold with which the surface acoustic wave filter constituted this in the ladder mold instead of the conventional transversal mold, using a surface acoustic element as a resonator is ***** (ed).

[0003]

[Description of the Prior Art] Drawing 70 shows the equal circuit of the surface acoustic wave filter 1 indicated by JP,52-19044,A. This filter 1 is the configuration which has arranged the surface acoustic wave resonator 3 on the serial arm 2, and has arranged the surface acoustic wave resonator 5 on the juxtaposition arm 4, and made size equivalence juxtaposition capacity COB of the resonator 5 of the juxtaposition arm 4 from the equivalence juxtaposition capacity COA of the resonator 3 of the serial arm 2.

[0004] This filter 1 has the property shown in drawing 71 by the line 6.

[0005]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] In the above-mentioned filter 1, if equivalence juxtaposition capacity COB is made into size so that it may mention later, as an arrow head 7 shows, whenever [oppression] can be raised. However, if this capacity COB is increased, as pass band width becomes narrow as an arrow head 8 shows, and an arrow head 9 shows, loss will increase, and a property will become as [show / a line 10].

[0006] If it is going to set whenever [oppression] to 20dB or more, pass band width will be made into fractional band width, and will become 1% or less, and it will become impossible to fulfill the specification of the above-mentioned automobile cellular phone. Then, this invention aims at offering the surface acoustic wave filter which can attain expansion of pass band width, and the improvement in whenever [outside a passband / oppression] to coincidence.

[0007]

[Means for Solving the Problem] Invention according to claim 1 the 1st 1 terminal-pair surface acoustic wave resonator which has predetermined resonance frequency on a juxtaposition arm In the surface acoustic wave filter of the ladder mold which comes to allot the 2nd 1 terminal-pair surface acoustic wave resonator which has the resonance frequency which carries out abbreviation coincidence in the antiresonant frequency of this 1st resonator to a serial arm An inductance (L1) is added to the 1st surface acoustic wave resonator (R1 B) at a serial. this -- The 1st surface acoustic wave resonator is consisted of a central excitation electrode (131) and a reflector (132,133) of these both sides. and -- this -- When setting the pitch of this and this excitation electrode to $d=(n+\beta)\lambda$ (period of the Kushigata electrode here corresponding to [n] resonance frequency in λ corresponding to the one or less real number in an integer and β) for this reflector, It is the surface acoustic wave filter characterized by having allotted the location where β becomes parenchyma top 0.4, and considering this excitation electrode as the configuration which has 0.06 or less times [of an electrode period] thickness.

[0008] In claim 1, the 1st 1 terminal-pair surface acoustic wave resonator formed

in the juxtaposition arm invention according to claim 2 the reflector formed with the same electrode material as the both sides -- having -- this -- the excitation electrode and reflector which constitute the 1st surface acoustic wave resonator. It is the surface acoustic wave filter characterized by considering as the configuration whose ingredient is the product made from aluminum alloy which mixed the dissimilar metal several% by the product made from aluminum, or the weight ratio, and whose thickness is 0.06 to 0.09 times the electrode period.

[0009] the reflector in which invention according to claim 3 was formed in claim 1 with the electrode material as the both sides with the 1st same 1 terminal-pair surface acoustic wave resonator formed in the juxtaposition arm -- having -- this - it is the surface acoustic wave filter characterized by considering the excitation electrode and reflector which constitute the 1st surface acoustic wave resonator as the configuration whose ingredient is a product made from Au, and whose thickness is 0.0086 to 0.013 times the electrode period.

[0010]

[Embodiment of the Invention] First, the basic principle of this invention is explained. Drawing 1 shows the principle configuration of the surface acoustic wave filter 20 of this invention. 21 is the 1st end bomblet nature surface wave resonator, has the predetermined resonance frequency f_{rp} , and has allotted it to the juxtaposition arm 22. 23 is the 2nd end bomblet nature surface wave resonator, has the resonance frequency f_{as} which carries out abbreviation coincidence in the antiresonant frequency f_{rp} of the 1st resonator 21, and has allotted it to the serial arm 24. 25 is an inductance, is added to the 1st resonator 21 at the serial, and is allotted to the juxtaposition arm 22.

[0011] The principle in which the circuit which has a 1 terminal-pair surface acoustic wave resonator in a serial arm and a juxtaposition arm has a filter shape is as follows. Since it is required also for principle explanation of this patent, this principle is described in detail here. In order to evaluate whether a resonance circuit shows a filter shape, it is easy to understand an approach with an image parameter. This approach is stated to "the theory of a filter and design" (SANPO

PUBLICATIONS: the electronics selected books, 1974 issue) by Yanagisawa etc. in detail.

[0012] A principle is expressed based on this below. The fundamental ladder mold circuit which shows a filter shape is shown in drawing 2. In this drawing, the black boxes of a slash are the surface acoustic wave resonators 30 and 31. Now, for simplification of explanation, a surface acoustic wave resonator is assumed to be a reactive circuit without a resisted part, and admittance of the resonator 31 of $Z=jx$ and a juxtaposition arm is made into $Y=jb$ for the impedance of the resonator 30 of a serial arm.

[0013] According to the image parameter method, they are V_1 , I_1 , and an output side about an input-side electrical potential difference and a current, respectively V_2 and I_2 It is [0014] when it carries out (refer to drawing 2).

[Equation 1]

$$e x p (\gamma) = \sqrt{V_1 \cdot I_1 / V_2 \cdot I_2} \quad \dots (1)$$

[0015] The amount gamma of image transmissions (complex) come out of and defined has important semantics. Namely, [0016]

[Equation 2]

$$\begin{aligned} \tanh (\gamma) &= \tanh (\alpha + j \beta) \\ &= \sqrt{(B \times C) \times (A \times D)} \quad \dots (2) \end{aligned}$$

[0017] In a ** type, if the value expressed with this formula is an imaginary, the whole one terminal pair network pair-of-observations way of drawing 2 shows a passage property, and if it is the real number, a damping property is shown. Here, the notation of A, B, C, and D is the four terminal constants when expressing the whole circuit of drawing 2 with an F matrix, and when it expresses each with the above-mentioned x and b here, it is as follows.

$$A=1 \quad B=jxC=jb \quad D=1-bx \quad \dots (3)$$

Therefore, (2) types turn into a degree type.

[0018]

[Equation 3]

$$\tanh(\gamma) = \sqrt{bx/(bx-1)} \quad \dots (4)$$

[0019] (4) A formula shows that, as for the whole circuit of drawing 2, x indicates a passage property to be $0 < bx < 1$, i.e., b , at a same sign at the small time of a value, and a damping property is shown at the time of $bx < 0$ or $bx > 1$, i.e., when b and x are values with big opposite sign or bx product. In order to know b and the frequency characteristics of x qualitatively further here, the impedance of a surface acoustic wave resonator and the frequency characteristics of admittance are investigated.

[0020] A 1 terminal-pair surface acoustic wave resonator consists of Kushigata electrodes 40 as shown in drawing 3 (A) (it indicates to P.76 to P.98 of the Nikkei electronics magazine November 29, 1976 issue). 41 is an electrode pair, 42 is opening length (crossover width of face), and 43 is the Kushigata electrode period. This Kushigata electrode's disregard of a resisted part expresses it in the equal circuit 45 as generally shown in drawing 3 (B). It is CO here. The electrostatic capacity of the Kushigata electrode, C_1 , and L_1 It is an equivalence constant.

[0021] It expresses with the notation 46 which shows this equal circuit 45 hereafter to drawing 3 (C). Drawing 4 (A) and (B) show qualitatively the impedance when expressing the Kushigata electrode in an equal circuit like drawing 3 (b), and frequency dependent [of admittance], respectively. The property of this drawing turns into the double resonance characteristic which has two resonance frequency f_r and f_a like the resonator by Xtal. f_r is called resonance frequency and f_a is called antiresonant frequency here. If a resonator with such the double resonance characteristic is arranged on a serial arm and a juxtaposition arm, respectively and the resonance frequency f_{rs} of a serial arm is made to carry out abbreviation coincidence of the antiresonant frequency f_{ap} of a juxtaposition arm further, the circuit which shows the filter shape of the bandpass mold which makes it center frequency can be constituted. The reason is that $0 < bx < 1$ is filled, become a pass band from the above-mentioned conditions near

the center frequency which is f_p , and it becomes $b_x > 1$ from center frequency in the frequency domain from which a few was separated, becomes [both] $b_x < 0$ in the greatly distant field, and becomes a decay area as shown also in drawing of the frequency characteristics of the IMMI wardrobe of drawing 5 (A).

[0022] Therefore, the surface acoustic wave filter 1 of a configuration of being shown in drawing 1 has qualitatively the filter shape shown in the drawing 5 (B) median line 47.

[Pass-band-width determinant] Next, the bandwidth determinant in such a resonator mold surface acoustic wave filter is considered.

[0023] The bandwidth is mainly determined with the difference of the resonance frequency f_r and antiresonant frequency f_a in each resonator so that drawing 5 may also show. If this large difference can be taken, a bandwidth will serve as a broadband widely, and it will become a narrow-band if small. f_r and f_a can be determined from a degree type here using the equivalent circuit constant of drawing 3 (B).

[0024]

[Equation 4]

$$f_r = 1 / (2 \cdot \pi \cdot \sqrt{C_1 \times L_1}) \quad \dots (5)$$

$$f_a = f_r \cdot \sqrt{1 + 1/\gamma} \quad \dots (6)$$

$$\gamma = C_2 / C_1 : \text{容量比} \quad \dots (7)$$

[0025] Since fractional band width ($\Delta f/f_0$) is mainly decided from the difference of f_r and f_a , it is expressed like a degree type using (6) and (7) types. $\Delta f/f_0 = 2(f_a - f_r)/(f_a + f_r)$

$$= 2/(4\gamma + 1) \quad \dots (8)$$

It becomes the important factor to which γ (capacity factor) decides fractional band width to be clear from an upper type. However, this value will be mostly decided by the class of substrate ingredient which forms the Kushigata electrode as indicated by JP,52-19044,A. For example, with ST cut Xtal of the small electromechanical coupling coefficient of an ingredient, γ is the 36-

degreeYcut-x propagation LiTaO₃ with a big electromechanical coupling coefficient to becoming 1300 or more. γ becomes the value of the 15th place. Fractional band width is 0.04% and the 36-degreeYcut-X propagation LiTaO₃ with ST cut Xtal from (8) types. It becomes 3.3% then. Therefore, if a substrate ingredient is decided, bandwidth will be determined mostly.

[0026] And if equivalence juxtaposition capacity COB is made into size as indicated by JP,52-19044,A in order to raise whenever [out of band oppression], bandwidth will become narrow rapidly. This is explained in detail using drawing 6 . f_r and f_a of a parallel resonance machine have been fixed so that clearly also from the above-mentioned principle explanation. Although the magnitude of attenuation will increase and a property will become good since b_x product increases by negative if out of band as shown in drawing 6 (A) if the admittance value is enlarged (the opening length or logarithm of the Kushigata electrode is increased fixing γ for increasing an admittance value, and electrostatic capacity C_0 is enlarged) Since b_x product increases by forward near the center frequency, the field of $b_x > 1$ spreads, the pass band which becomes $0 < b_x < 1$ as a result narrows, and it becomes impossible to take a band enough. This situation is expressed with the arrow head in drawing 6 (B).

[0027] [an improvement of pass band width] -- as one means to solve the above point -- the resonator of ** serial arm -- or the difference of f_r and f_a of one [the resonator of a juxtaposition arm, which, or / at least] resonator -- extending -- and ** -- it is required to fulfill two conditions of enlarging the impedance value or an admittance value. The reason for enlarging an impedance value and an admittance value is for enlarging the magnitude of attenuation out of band. The magnitude of attenuation out of band can be improved without narrowing extending a passband, if this is realizable.

[0028] First, as an approach of extending f_r of the resonator which are the conditions of **, and the difference of f_a , the approach of adding an inductance L at a serial is effective in a 1 terminal-pair surface acoustic wave resonator. The impedance when connecting $8nH(s)$ as L at a serial and frequency change of

admittance are shown in a 1 terminal-pair surface acoustic wave resonator at drawing 7 (A) and (B). Each constant of the equal circuit of the surface acoustic wave resonator used for count is shown in this drawing.

[0029] A line 50 shows the impedance characteristic before adding L among drawing 7 (A). A line 51 shows the impedance characteristic after adding L. Drawing 7 (B) and a line 52 show the admittance property before adding L. A line 53 shows the admittance property after adding L. From drawing 7 (A), by adding L shows that spacing of f_r and f_a has spread. In this case, it expanded by about 30MHz. When L joins a serial, as a result of the impedance of only the original resonator being able to pull up to + side only for ωL minutes, this reason is because f_r changed to f_r' , so that clearly from the frequency characteristics of the impedance of this drawing (A). At this time, f_a hardly moves. Since the admittance which is the inverse number of an impedance is also the same, it changes, as shown in this drawing (A). It turns out clearly that f_r is changing to f_r' also in this case.

[0030] Next, although it is the conditions of **, the admittance value is large by adding L so that clearly also from drawing 7 (B). However, if an impedance value is out of band as shown in drawing 7 (A), it is small conversely. Therefore, in applying this approach to the resonance circuit of a serial arm, the approach of enlarging needs an impedance value further. It is solvable by connecting two or more same surface acoustic wave resonators to a serial at it.

[0031] A line 55 shows the impedance characteristic of one resonator among drawing 8 . A line 56 shows the impedance characteristic of the resonance part at the time of connecting n resonators to a serial. As shown in drawing 8 , the impedance value of the resonator section increases n times by connecting n resonators. On the other hand, about the difference of f_a and f_r , although the flare of the resonance frequency when connecting L becomes a little narrower than f_r' and f_r' in the case of one resonator, the large difference of f_a and f_r can be taken rather than the time of not connecting L. If required, the difference of f_a and f_r will become still larger by increasing the value of L.

[0032] as 2nd means to expand pass band width, it is shown in drawing 44 -- as - antiresonant frequency fap of a juxtaposition arm resonator Serial arm resonance frequency frs abbreviation coincidence is carried out -- not making -- frs >fap ** -- how to carry out can be considered. However, frs >fap When it carries out, as shown also in drawing 44 , it is set to $b x < 0$ near the center frequency, and there is risk of stopping fulfilling the above-mentioned pass band conditions, and loss and a ripple increasing.

[0033] However, it is possible to prevent the increment in a ripple in the increment in loss and a list, and to realize expansion of a passband on parenchyma, by controlling the magnitude of Δf as $f_{rs} - f_{ap} = \Delta f$. Moreover, the improvement of whenever [out of band oppression] is also realizable for coincidence with expansion of Δf . It mentions later in the example 11 for details.

[0034] Hereafter, a concrete example explains the contents of this invention. Simulation performed most examples. Then, while describing briefly the simulation first used for this invention, in order to prove the justification of simulation, the comparison with an experiment is shown. Although the equal circuit shown in drawing 3 (B) can carry out simulation of the property of a 1 terminal-pair surface acoustic wave resonator simple, it is difficult to carry out simulation of the effectiveness of a reflector etc. to change lists, such as a logarithm of the Kushigata electrode which constitutes a resonator, opening length, and electrode layer thickness, correctly. Then, the artificer etc. applied this to the resonator using the approach of expressing with a transfer matrix on the basis of Smith's already developed equal circuit (O. let this be reference (1) with reference to Ikata et al.:1990 ULTRASONIC SYMPOSIUM Proceedings, vol.1, pp 83-86, and . (1990).).

[0035] Drawing 9 (A) shows the result of the simulation at the time of arranging a 1 terminal-pair surface acoustic wave resonator on a juxtaposition arm. Drawing 9 (B) arranges the 1 terminal-pair surface acoustic wave resonator with which an ingredient becomes a juxtaposition arm from the Kushigata electrode aluminum-

2%Cu and whose thickness are 1600Å, and shows the result of the experiment at the time of connecting a bonding wire ($L=1.5\text{nH}$) with a die length of 3mm further to this resonator.

[0036] It turns out that an experimental value and calculated value are well in agreement with comparing drawing 9 (A) and (B) about a motion of the resonance point (the inside fr1 of drawing, fr2, and fr3 showed) by opening length change, or the magnitude of attenuation near the resonance point. Drawing 10 (A) shows the result of the simulation at the time of arranging a resonator on a serial arm. Since the bonding pad used in the experiment mentioned later was a little large, in simulation, the 0.5pF capacitor is taken into consideration as the stray capacity.

[0037] Drawing 10 (B) shows the result of the experiment at the time of connecting a resonator to a serial arm. They are antiresonant frequency fa1, fa2, and fa3 for comparing drawing 10 (A) and (B). It turns out that the point independent of opening length, change of the magnitude of attenuation near the antiresonant frequency, etc. are well in agreement with an experiment. Therefore, it is clear that the filter shape when combining these is also well in agreement with an experiment, and subsequent examples were performed in simulation.

[0038] [Example 1] Drawing 11 shows the surface acoustic wave filter 60 which becomes the 1st example of this invention. When one example is given in the specification of current, and a domestic automobile and cellular phone, the range of $\pm 8.5\text{MHz}$ makes center frequency 878.5MHz which separated - 55MHz from there in the transmitting band of a mobile equipment by making 933.5MHz into center frequency, and there is a specification of a receiving band in the range of $\pm 8.5\text{MHz}$.

[0039] This example is designed so that it may be suitable for the transmitting-side filter of the above-mentioned mobile equipment. Other examples mentioned later are the same. It is the 1 terminal-pair surface acoustic wave resonator R2 to the serial arm 61. And R4 It has allotted. It is the 1 terminal-pair surface acoustic wave resonator R1, R3, and R5 to the juxtaposition arms 62, 63, and 64,

respectively. It has allotted.

[0040] L1, L2, and L3 It is an inductance and is a resonator R1, R3, and R5, respectively. It connects and has allotted the juxtaposition arms 62, 63, and 64. Resonator R1 -R5 It has the Kushigata electrode structure shown in drawing 3 R> 3 (A). A logarithm is 100 and opening length is 80 micrometers. An ingredient is aluminum-2% Cu and thickness is 3,000Å.

[0041] Moreover, the period of the Kushigata electrode is defined suitably and it is each resonator R1 in the juxtaposition arms 62 and 63 and 64, R3, and R5. Resonance frequency is set to 912MHz and antiresonant frequency is set to 934MHz. Each resonator R2 in the serial arm 61, and R4 Resonance frequency is set to 934MHz and antiresonant frequency is set to 962MHz.

[0042] An inductance L1, L2, and L3 They are both 4nH(s). The surface acoustic wave filter 60 of the above-mentioned configuration has the passage property shown by the line 65 among drawing 1212 . When inductances L are 2nH(s) and 6nH, the passage property of the filter 60 of drawing 11 becomes as [show / lines 66 and 67] among drawing 12 , respectively.

[0043] If L dependency over pass band width is expressed based on drawing 12 , it will become as [show / the line 70 of drawing 13 (A)]. Here, the frequency span in the level of the magnitude of attenuation which fell by -3dB from the minimum insertion loss was made into pass band width. Similarly, if L dependency over whenever [out of band oppression] is usually expressed based on drawing 12 , it will become as [show / the line 71 of drawing 13 (B)].

[0044] If L is enlarged not much so that drawing 12 may show, it will become impossible to take enough the oppression field by the side of 55MHz low frequency from center frequency. Then, L is set to 4nH(s) as mentioned above. In addition, the value of L is suitably chosen according to the specification of a filter. The passage property of the filter 1 of a configuration becomes as [show / the drawing 12 median line 68] conventionally which is shown in drawing 70 .

[0045] It turns out that pass band width is wide among drawing 12 as the filter 60 of this example shows the passage property (line 65) of the filter 60 of this

example by the arrow head 75 compared with the conventional filter as compared with the passage property (line 68) of the conventional filter, whenever [outside a passband / oppression] is high as an arrow head 76 shows, and loss is low as an arrow head 77 moreover shows. Drawing 14 and drawing 15 show the surface acoustic wave filter equipment 80 which realized the surface acoustic wave filter 60 of drawing 11 .

[0046] It is the lid on which a ceramic package functions in 81 and a filter chip and 83 function as a ground in 82. A ceramic package 81 is a product made from an alumina ceramic, and size is 2 5.5x4mm. Height is as small as 1.5mm. The electrode terminal 84-1 to 84-6 made from Au is formed in this ceramic package 81.

[0047] The filter chip 82 is LiTaO₃. It is make and size is 2 2x1.5mm. Thickness is 0.5mm. On the front face of this filter chip 82, it shifts and resonator R1 -R5 in which 100 and opening length have [a logarithm / 80 micrometers and an ingredient / aluminum-2%Cu and thickness] the Kushigata electrode structure which is 3,000Å are arranged so that the propagation way of a surface acoustic wave may not be shared mutually.

[0048] Moreover, two terminals 85-1 for signal lines as a terminal for bondings, 85-2 and three terminals 85-3 for a ground, 85-4, and 85-5 are formed in the front face of the filter chip 82. It is a bonding wire, and is aluminum or a product made from Au, and a path is 25micrometerphi, bonding of 86-1 to 86-5 is carried out to a terminal 84-1 to 84-5, and a terminal 85-1 to 85-5, and it is connected to them, respectively.

[0049] Among these, a wire 86-1 and 86-2 constitute a part of serial arm 61a and 61 61b in drawing 1111 , respectively. The wire 86-3 is connected between the electrode terminal 84-3 for a ground, and 85-3, the wire 86-4 is connected between the electrode terminal 84-4 for [another] a ground, and 85-4, and the wire 86-5 is connected between the electrode terminal 84-5 for [another] a ground, and 85-5.

[0050] This wire 86-3 to 86-5 has [both] die length as long as 2.0mm. Thus,

according to the theory of a RF, a thin and long wire has a part for an inductance. According to the theoretical formula (Kuraishi: indicate to P199 of a science-and-engineering lecture and "example periphery microwave circuit" Tokyo Denki University Press) of an air ribbon inductor, the inductance of the above-mentioned wire 86-3, 86-4, and 86-5 serves as about 1 nH.

[0051] In order to obtain the inductance of 4nH(s), this is insufficient, and L on a ceramic package which is illustrated to drawing 40 and drawing 41 which are mentioned later, and a filter chip was used. Thus, the inductance L1 in drawing 11, L2, and L3 it constitutes.

[Example 2] Drawing 16 shows the surface acoustic wave filter 90 which becomes the 2nd example of this invention.

[0052] The same sign is given to the component shown in drawing 11, and a corresponding part among drawing. Resonator R2 in the serial arm 61 Opening length AS It is 80 micrometers. In the juxtaposition arm 62, they are resonator R1A and an inductance L1. It connects with a serial and has allotted. Resonator R1A is the opening length AP. It is 120 micrometers.

[0053] Opening length AP Opening length AS It is long and is the opening length AS. They are 1.5 times. In addition, resonator R2 And the logarithm NP of R1A and NS It is 100 both and is equal. This filter 90 has the passage property shown by the line 91 among drawing 17. Without changing pass band width as compared with the passage property of the filter 60 of drawing 11 which shows this passage property by the line 65, as an arrow head 92 shows, it turns out that whenever [passband external suppression] is improved.

[0054] Drawing 18 shows the opening length dependency of the passage property of the filter of the configuration of drawing 16. the ratio [as opposed to / as this drawing (A) is shown in drawing 16, when L is added, as it is shown in drawing 42, when L is not added / the opening length (AS) of each serial arm resonator] of the opening length (AP) of a juxtaposition arm resonator -- AP/AS The relation of whenever [out of band oppression] is shown.

[0055] Whenever [out of band oppression] becomes as [show / a line 93],

when it becomes as [show / when the inductance L of 4nH is added / a line 92] and the inductance L is not added. Moreover, drawing 18 (B) is AP/AS. Relation with pass band width is shown. Pass band width becomes as [show / a line 96], when it becomes as [show / when the inductance L of 4nH is added / a line 95] and the inductance L is not added.

[0056] Drawing 18 (A) and (B) show the following things.

** Opening length AP of resonator R1A in the juxtaposition arm 62 Resonator R2 in the serial arm 61 Opening length AS Whenever [out of band oppression] increases by lengthening.

** It is an inductance L1 to the juxtaposition arm 62. By adding, it compares, when it does not have an inductance, and it is the opening length AP of resonator R1A. The effectiveness of increase becomes large and, moreover, most degradation of bandwidth does not have it.

[0057] The above thing also shows having the passage property whenever [whose / passband external suppression] increased, without the filter 90 of the above-mentioned example narrowing pass band width at all compared with the filter 60 of drawing 11 .

[Example 3] Drawing 19 shows the surface acoustic wave filter 100 by the 3rd example of this invention.

[0058] The same sign is given to the component shown in drawing 11 and drawing 16 , and a corresponding part among drawing. Resonator R2 of the serial arm 61 Logarithm NS It is 100. In the juxtaposition arm 62, they are resonator R1B and an inductance L1. It connects with a serial and has allotted. Resonator R1B is Logarithm NP. It is 150 and is the above-mentioned resonator R2. Logarithm NS And they are the 1.5 times.

[0059] In addition, resonator R2 And opening length AS and AP of R1A It is both 80 micrometers and is equal. This filter 100 has the passage property shown by the line 101 among drawing 20 . Without narrowing pass band width as compared with the passage property of the filter 60 of drawing 11 which shows this passage property by the line 65, as an arrow head 102 shows, it turns out

that whenever [passband external suppression] is improved.

[0060] Moreover, as compared with the passage property of the filter 90 of drawing 16 shown in the drawing 17 median line 91, it turns out that there is little loss degradation. Therefore, whenever [passband external suppression] has a passage property with little loss degradation compared with the filter 90 of increase and drawing 16 , without the filter 100 of this example narrowing pass band width compared with the filter 11 of drawing 1111 .

[0061] [Example 4] Drawing 21 shows the surface acoustic wave filter 110 which becomes the 4th example of this invention. This example is the antiresonant frequency f_a of the resonance circuit of a serial arm. Resonance frequency f_r A passage property is improved by expanding a difference. The same sign is given to the component shown in drawing 11 , and a corresponding part among drawing.

[0062] The resonator R2 same among the serial arms 61 as the part between the juxtaposition arms 62 and 63 It connects with 2 serials and is the inductance LS of $3nH(s)$ to a serial in this further. It has added. Similarly the same resonator R4 is connected to the part between the juxtaposition arms 63 and 64 among the serial arms 61 at 2 serials, and it is the inductance LS of $3nH(s)$ to a serial in this further. It has added.

[0063] Only one resonator R location is allotted to the juxtaposition arm 62. Similarly, in the juxtaposition arm 63, it is the resonator R3 of 1. It has allotted. Similarly, in the juxtaposition arm 64, it is resonator $R_{<SUB>4}$ of 1. It has allotted. This filter 110 has the passage property shown by the line 111 among drawing 2222 . Here, it is an inductance LS. And the resonator R2 of 1 and R4 The effectiveness of addition is explained.

[0064] From the filter 110 of drawing 21 , it is an inductance LS. The resonator R2 of 1, and R4 If it deletes, it will become the same with the conventional filter 1 shown in drawing 42 $R > 2$. It seems that a line 68 (refer to drawing 12) shows the passage property of this condition. The above-mentioned inductance LS While pass band width was expanded as an arrow head 112 showed when

added, as an arrow head 113 showed, whenever [out of band oppression] increased. When seen especially about pass band width, especially the expansion by the side of high frequency was large, and about 15MHz bandwidth was expanded to the high-frequency side. The passage property became as [show / a line 114].

[0065] This condition is not enough as whenever [out of band oppression]. Then, the resonator R2 of 1 and R4 It added. This resonator R2 of 1, and R4 Without narrowing pass band width, when added, as an arrow head 115 showed, about 5dB has improved and whenever [out of band oppression] became the passage property shown by the line 111.

[0066] As an arrow head 116 shows a line 111 as compared with a line 68, loss is also improved compared with the former. In addition, the resonator R2 of the serial arm 61 and R4 Three or more pieces are sufficient, respectively. Moreover, an inductance may be inserted in the juxtaposition arms 62-64 as the two-dot chain line in drawing 21 shows.

[0067] [Example 5] Drawing 21 shows the surface acoustic wave filter 120 which becomes the 5th example of this invention. The same sign is given to the same part as the component shown in drawing 11 among drawing, and the explanation is omitted. Inductance L1 of the juxtaposition arm 62 Inductance values are 4nH(s).

[0068] Inductance L2 of another juxtaposition arm 63 Inductance values are 5.5nH(s). Furthermore, inductance L3 of another juxtaposition arm 64 Inductance values are 7nH(s). Thus, inductance L1 -L3 of each juxtaposition arms 62-64 By making inductance values differ, a filter 120 serves as a passage property shown by the line 121 among drawing 24 .

[0069] Here, it is indan TAKUSU L1 -L3. All inductance values compare with the passage property of the filter 60 of drawing 11 equal to 4nH(s). This filter 60 has the passage property (refer to drawing 12) shown by the line 65 among drawing 2424 . Without the passage property of the filter 120 of this example narrowing pass band width in any way compared with the passage property of the above-

mentioned filter 60, as an arrow head 122 shows, whenever [passband external suppression] is raised.

[0070] If it sees about a low frequency side from a passband, and it is in a filter 60, the attenuation pole 124,125 will have occurred in two places, 875MHz and 892MHz, to what had only the attenuation pole 123 of 1 near 902MHz. Thereby, the frequency band 126 between two attenuation poles 124,125 turns into an inhibition zone 127.

[0071] [Example 6] Drawing 25 shows the surface acoustic wave filter 130 which becomes the 6th example of this invention. This example aims at the fall of loss. The same sign is given to the component shown in drawing 11 , and a corresponding part among drawing, and the explanation is omitted.

[0072] 1st surface acoustic wave resonator R1B of the juxtaposition arm 62 is the excitation electrode 131 and the configuration of having arranged the reflector 132,133 on these both sides, as shown in drawing 26 . A reflector 132,133 is degree type $d=(n+\beta)\lambda$ about the pitch d of the excitation electrode 131 and a reflector 132,133. -- When expressed with n (it is here and n is the period of the Kushigata electrode corresponding to resonance frequency in λ corresponding to the one or less real number in a suitable integer and β), it has allotted the location when being referred to as $\beta=0.4$.

[0073] The logarithm of the above-mentioned reflector 132,133 is 50. Resonator R1B equipped with the reflector is expressed with the notation which added "" as shown in drawing 25 . Resonator R3B of other juxtaposition arms 63 and 64 and R5B as well as the above-mentioned resonator R1B are the configurations equipped with the reflector.

[0074] The filter 130 of the above-mentioned configuration has the passage property shown in the drawing 27 median line 134. As an arrow head 135 shows this passage property compared with the passage property (a line 65 shows) of the filter 60 of drawing 11 $R > 1$, the insertion loss of a band is usually reduced. Here, it is Ripple rP . It generates by having arranged the reflector 132,133 on both sides of the excitation electrode 131 of a juxtaposition arm, as shown in

drawing 26 .

[0075] Here, the reason for having defined the arrangement location of a reflector 132,133 as mentioned above is explained. In the above-mentioned ** type, beta is changed from 0 to 0.5, and it is Ripple rP. The effect on width of face becomes as [show / the drawing 28 median line 140]. A point 141 is a point of min [width of face / ripple] among this drawing, and beta at this time is 0.4.

[0076] From this, beta is set to 0.4. Drawing 29 shows the surface acoustic wave filter equipment 150 which realized the filter 130 of drawing 25 . The same sign is given to the component shown in drawing 14 , and a corresponding part among drawing, and the explanation is omitted.

[0077] 132, 133, and 151,152,153,154 are reflectors, respectively. Next, the modification of the 1st 1 terminal-pair surface acoustic wave resonator is explained. Drawing 30 shows the modification of 1. This resonator R1 Ba is the configuration that electrical load arranged the Kushigata electrode 160,161 of a short circuit mold on the both sides of the excitation electrode 131 as a reflector.

[0078] Drawing 31 shows another modification. This resonator R1 Bb It is the configuration of having arranged the strip array mold electrode 165,166 on the both sides of the excitation electrode 131 as a reflector.

[Example 7] Drawing 32 shows the surface acoustic wave filter 170 which becomes the 7th example of this invention. This example is what aimed at the fall of loss like the example 6, the same sign is given to the component shown in drawing 21 , and a corresponding part among drawing, and the explanation is omitted.

[0079] A filter 170 is the configuration of having arranged the reflector 132,133 on the location where beta of the both sides of the excitation electrode 131 becomes settled in 0.4 about 1st surface acoustic wave resonator R1B of each juxtaposition arms 62, 63, and 64, R3B, and R5B as shown in drawing 26 , respectively among FITARU 110 of drawing 21 . According to this filter 170, rather than the property shown in the drawing 22 median line 111, there is little loss of a passband and the passage property that the ripple was also stopped is

acquired.

[0080] [Example 8] This example is the ripple rP in drawing 27 . It aims at removing. First, the means which removes effectively the ripple which appears at the time of said reflector addition is described.

[0081] The artificer etc. investigated the relation between the expression frequency location of a ripple, and electrode layer thickness by simulation. In simulation, the effectiveness of the increment in thickness was replaced by enlarging the ratio of the acoustic impedance under an electrode (Z_m), and the acoustic impedance (Z_o) of the free surface. as reference (1) has also described it, the increment in electrode layer thickness is that mass increases, and it is because it is thought that this is proportional to the increment in the amount of discontinuity of an acoustic impedance as it is -- following --

$$Q = Z_o/Z_m = V_o/V_m = 1 + k^2 / 2 + \alpha(t) \quad \text{-- (9)}$$

The acoustic velocity under (V_o , V_m : free surface, and an electrode, k^2 : It considered as electromechanical coupling coefficient) and this was changed as a parameter which is proportional to Thickness t about $\alpha(t)$.

[0082] When it places like this, the center of filter frequency f_o is $f_o = 2f_o'/(1+Q)$. -- (10)

It is in agreement also with the experiment fact known well of moving to a low frequency side from center frequency f_o' in case there is no discontinuity of an acoustic impedance as a next door and thickness are increased. if $\alpha(t)$ is enlarged as a result of simulation (i.e., if electrode layer thickness is thickened) -- ripple rP the appearing frequency location shows by the arrow head 180 among drawing 33 -- as -- the RF side of a passband -- moving -- just -- being alike -- it turned out that it falls into the attenuation pole by the side of a RF. This is typically shown in drawing 33 .

[0083] In addition, the inside of drawing 33 and another ripple rS The reflector of a serial arm resonator is generated owing to. Drawing 34 $R > 4$ shows a passage property when the ripple produced from the reflector of the resonator of a juxtaposition arm has fallen into the attenuation pole by the side of a RF exactly

in the time of $\alpha(t) = 0.08$. Therefore, in this drawing, a ripple disappears from a passband and, moreover, the insertion loss is decreasing considerably. In addition, in this drawing, since the core of a passband moved to the low frequency side according to (10) types, only 15MHz of resonance frequency of the resonator of a serial arm and a juxtaposition arm has been shifted to a RF side that this should be amended, so that center frequency may be set to 932MHz.

[0084] In order to see this by correspondence with actual thickness, the chip was made as an experiment and the passage property was investigated. The line 185, 186, 187 of drawing 35 (A), (B), and (C) makes a passage property in case thickness is 2000Å, 3000Å, and 4000Å, respectively correspond, and is shown. In addition, although center frequency changes by changing thickness, the data of this drawing change the period of the Kushigata electrode so that they may amend this, and they are adjusting it so that center frequency may seldom be changed.

[0085] The ripple rP of the resonator of a juxtaposition arm which had appeared in the band at the time of 2000Å so that clearly from drawing 35, and ripple rS of a serial arm out of band At the time of 3000Å, it moved to the RF side, and it became rS' , and rP' became the good property which does not have a ripple into a band, as a result of having been buried in the attenuation pole by the side of a RF, rP' and. This result is well in agreement with the result of simulation qualitatively.

[0086] However, when thickness is made to increase, in simulation, there are loss degradation (30 No. : "LiTaO₃ application to the surface acoustic wave resonator and its oscillator for VTR on a substrate" besides Ebata, the Institute of Electronics and Communication Engineers paper magazine, vol.J66-C, 1, pp23-1988) by the incalculable bulk wave and a loss improvement by resistance loss, and the balance also serves as an important factor. Then, change of the minimum insertion loss when changing thickness into drawing 36 (A) was plotted.

[0087] Loss according [a line 190] to a bulk wave and a line 191 show loss by

resistance loss among this drawing. A line 192 is an experimental value. As shown in this drawing, in about 2500A, both effectiveness is balanced, from about 3500A, the increment in loss by the bulk wave becomes dominant, and insertion loss begins to deteriorate. The line 193 of drawing 36 (B) is the ripple rP at the time of changing the thickness of the excitation electrode 131 and reflector 132,133 in drawing 26 . Passband center frequency f_0 of a frequency location Receiving change is shown.

[0088] If drawing 36 (A) and (B) are judged synthetically, as thickness, 2600A - 4000A does not make a ripple in a band, and it is suitable from there being little loss degradation. It will be set to 0.06-0.09 if this is standardized by electrode period λ_{dp} (it is 4.4 micrometers in 932MHz, and is referring to drawing 26) of the juxtaposition arm resonator mostly decided from a center of filter frequency.

[0089] This example is based on the above-mentioned examination result.

Drawing 37 shows the 1st 1 terminal-pair surface acoustic wave resonator 200 of the surface acoustic wave filter of this invention. The inside of this drawing and 201 excitation electrodes 202,203 are the products made from aluminum mixing which are reflectors and mixed the dissimilar metal several% by the product made from aluminum, or the weight ratio, respectively, and are thickness t_1 . It is 0.06 to 0.09 times the thickness of electrode period λ_{dp} .

[0090] The passage property of the surface acoustic wave filter which applied this resonator 200 to resonator R1B in drawing 25 and drawing 32 , R3B, and R5B becomes as [show / a line 205] among drawing 38 , and the ripple has not appeared in the passband. In addition, when it considers as the above-mentioned product made from aluminum alloy, a power-proof property improves compared with the case where it considers as the product made from aluminum. The dissimilar metals to mix are Cu, Ti, etc.

[0091] Drawing 39 shows the resonator 210 which is the modification of the above-mentioned resonator. 211 is an excitation electrode and 212,213 is a reflector. These are the products made from Au. It becomes smaller [a ratio with the consistency of the range aluminum of the optimal thickness value] from this

phenomenon having arisen under the effect of the mass addition effectiveness than the above-mentioned value.

[0092] The consistency of aluminum / consistency of Au = since it is $2.7 / 18.9 = 0.143$, it is the optimal thickness t_2 . It doubles 0.143 and is electrode period λ_{dP} . It has carried out to one 0.0086 to 0.013 times the thickness of this.

Becoming as [show / in drawing 38 / the passage property of the surface acoustic wave filter which applied this resonator 210 to resonator R1B in drawing 25 and drawing 32 R> 2, R3B, and R5B], a ripple does not appear in a passband.

[0093] [Example 9] This example is the inductance L1 in drawing 11 , L2, and L3. It is another example to realize. The same sign is given to the component shown in drawing 14 , and a corresponding part among drawing 40 , and the explanation is omitted.

[0094] 220,221 is a zigzag-like microstrip line, extends from a terminal 84-3 and 84-5, respectively, and is formed on the ceramic package 81. The tip of each microstrip line 220,221 is connected with the ground. The die length between 100 micrometers, a microstrip line, and a ground of the pattern width of face of each microstrip line 220,221 is 0.5mm.

[0095] If specific inductive capacity of a ceramic package 81 is set to 9, the inductance value of the above-mentioned microstrip line 220,221 will serve as $2nH(s)$ from the theoretical formula of a ribbon inductor.

[Example 10] This example is the inductance L1 in drawing 11 , L2, and L3. It is still more nearly another example to realize.

[0096] The same sign is given to the component shown in drawing 14 , and a corresponding part among drawing 41 , and the explanation is omitted. 230,231 is a zigzag-like microstrip line and is a resonator R1 and R2, respectively. It extends and has formed on the filter chip 82. A terminal 85-3 and 85-5 are formed at the tip of each microstrip line 230,231.

[0097] For thickness, 3000Å and width of face are [60 micrometers and the overall length of each microstrip line 230,231] about 2mm. If specific inductive capacity of the filter chip (LiTaO₃) 82 is set to 44, the inductance value of a

microstrip line 230,231 will serve as $2.2nH$ from a theoretical formula.

[0098] In addition, an inductance can also be formed by combining suitably the microstrip line 220 on a bonding wire 86-3 and a ceramic package 81, and the microstrip line 230 on the filter chip 82.

[Example 11] Drawing 42 shows the surface acoustic wave filter 240 by the 11th example of this invention. Drawing 43 shows the configuration which materialized this.

[0099] It explains about the outline of this example, and the basic configuration of this example first on [of explanation] expedient.

** Outline this example of this example is the resonance frequency f_{rs} of the resonator of a serial arm. Antiresonant frequency f_{ap} of the resonator of a juxtaposition arm It sets highly suitably, pass band width is expanded, and it is $\Delta f = f_{rs} - f_{ap}$. It is the configuration of having set the loss in a passband to the range which is not degraded remarkably.

[0100] ** Set in basic configuration aforementioned each example of this example, and it is $f_{ap} = f_{rs}$. In order to form the passband of a filter, it considers as indispensable conditions. However, as long as this condition is kept, an upper limit will arise in a passband. Then, it is $f_{ap} < f_{rs}$ as it is shown in drawing 44 , in order to expand pass band width. It considered carrying out.

[0101] When it carries out like this, it is $f_{ap} < f_{rs}$ so that clearly from this drawing. In the range, there is a possibility of it being set to $b_x < 0$ and becoming a decay area from the above-mentioned theory. However, if the magnitude of $\Delta f (=f_{rs} - f_{ap})$ was restricted so that it may state below actually, since the value of b_x product would stop at a very small value, it turned out that attenuation does not take place but it is satisfactory in any way as a real superior transit band.

[0102] Drawing 45 is $\Delta f = f_{rs} - f_{ap}$. The passage property of the ladder type filter when increasing from zero is shown. For a piezo-electric substrate, as experiment conditions, an electromechanical coupling coefficient is LiTaO₃ of 0.05. aluminum electrode for the Kushigata electrodes used the conditions of 3000Å of thickness. The parallel resonance machine for an electrode

configuration carrying out cascade connection of this to two steps by considering as a basic configuration what connected the parallel resonance machine as shown in drawing 42 , and the series resonance machine to the ladder mold, and making an input side and an output side symmetrical at it is connected to the last stage. A ladder mold circuit is made multistage for raising whenever [out of band oppression] even to a practical value.

[0103] However, since the loss in a passband also increases by multistage-ization, the specification of a concrete filter adjusts the number of stages of multistage-izing. This example is given as one example of a configuration which realizes 20dB or more whenever [2dB / of loss / or less, and out of band oppression]. For the resonator of a serial-parallel arm, as a design condition of the Kushigata electrode, the number of opening length is [a logarithm] 50 in 180 micrometers. since the logarithm of a serial-parallel resonator and the opening length conditions are equal -- the ratio of each electrostatic capacity -- $P=C_p/C_s$ is 1.

[0104] In drawing 45 , (A) is the case of $\Delta f=0$, i.e., the case of the aforementioned example. This drawing (B) is the case of $\Delta f=10\text{MHz}$. Compared with this drawing (A), pass band width (it considers as the bandwidth which guarantees 2.5dB or less of loss) is improved from 22MHz to 40MHz, without the minimum insertion loss of a passband hardly deteriorating. Bandwidth is improved beyond the increment in Δf , because the loss recovery by the side of the low frequency of a passband is seen.

[0105] Moreover, also whenever [out of band oppression] is improved. In drawing 45 (A) and (B), whenever [by the side of a RF / out of band oppression] (shown all over drawing) is improved from 19dB to 20dB. Thus, effectiveness is not only in bandwidth expansion, but expansion of Δf is the technique in which the improvement of an oppression out of band can also be aimed at to coincidence. Thus, if Δf is made to increase, although an improvement of a property will be found, the augend has a limit.

[0106] Drawing 45 (C) is a passage property Fig. when being referred to as

$\Delta f = 19\text{MHz}$. the inside of a passband -- loss degradation begins to be seen a little at a RF side. In this case, it is about 2.5dB. This also became the cause which makes the ripple in a band increase, and was set to about 1.0dB of a ripple specification limit in this example. The increment in Δf beyond this turned into loss degradation and an increment in the ripple in a band. Therefore, $\Delta f = 19\text{MHz}$ becomes a limit in the case of making Δf increase. Moreover, whenever [out of band oppression / at this time] is set to about 21dB as shown in drawing 4545 (C), and a 2dB improvement is obtained compared with conventional drawing 45 (A).

[0107] The case of $\Delta f = 19\text{MHz}$ of drawing 45 (C) was investigated for what kind of value the above-mentioned $b \times$ product is at this time for the example. First, the surface acoustic wave resonator which constitutes the juxtaposition arm of drawing 42, and the surface acoustic wave resonator which constitutes a serial arm were produced according to the individual, by circuitry as shown by drawing 46 (A) and (B), the resonator of a juxtaposition arm measured admittance and the resonator of a serial arm measured the impedance, respectively. Measurement was performed using the network analyzer and each S_{21} was measured. And it substitutes for the formula showing the value in drawing 46 (A) and (B), and is an impedance Z_p . And admittance Y_p It asked. [0108] Consequently, frequency characteristics as shown in drawing 47 were acquired. This property is admittance and the value of only the imaginary part of an impedance, i.e., b , and the value of x . If the value of $b \times$ product is calculated from these, the frequency characteristics will become like drawing 48. This drawing to $f_{ap} < f < f_{rs}$ In the range, it turns out that the value with $b \times$ product small negative is taken.

[0109] Maximum $|b \times \text{max}|$ of the absolute value of $b \times$ product is [0110] so that it may mention later.

[Equation 5]

$$f = \sqrt{f_{ap} \times f_{rs}}$$

[0111] It was given at the time of ** and was 0.06 in this example. That is, if a |bxmax| value is below this value, it turns out that degradation of insertion loss mentioned above and the ripple in a band may be small stopped with 1dB or less both. deltaf> If 19MHz, a |bxmax| value also increases, and neither loss degradation nor the ripple in a band sets to 1dB or more and is practical.

[0112] Therefore, a |bxmax| value serves as an index of the upper limit of property degradation, and the allowed value of deltaf is defined. Below, it becomes common further below and explains in full detail. The representative circuit schematic when approximating a surface acoustic wave resonator to drawing 49 like drawing 3 in the double resonance circuit of LC, and constructing in a ladder mold filter like drawing 2 is shown.

[0113] It is [0114] when admittance of the surface acoustic wave resonator of Zs and a juxtaposition arm is set to Yp for the impedance of the surface acoustic wave resonator of a serial arm.

[Equation 6]

$$Z_s = jx = \frac{-j(\omega_{rs}^2 - \omega^2)}{\omega C_{os}(\omega_{as}^2 - \omega^2)} \quad \dots (11)$$

$$Y_p = jb = \frac{j\omega C_{op}(\omega_{ap}^2 - \omega^2)}{(\omega_{rp}^2 - \omega^2)} \quad \dots (12)$$

[0115] It becomes. It is here and is [0116].

[Equation 7]

$\omega_{rs} = 2\pi f_{rs} = 1/\sqrt{C_{1s}L_{1s}}$: 直列腕共振器の共振周波数

$\omega_{as} = 2\pi f_{as} = \omega_{rs} \sqrt{1+T/\gamma}$: 直列腕共振器の反共振周波数

$\omega_{rp} = 2\pi f_{rp} = 1/\sqrt{C_{1p}L_{1p}}$: 並列腕共振器の共振周波数

$\omega_{ap} = 2\pi f_{ap} = \omega_{rp} \sqrt{1+T/\gamma}$: 並列腕共振器の反共振周波数

$\gamma = C_{os}/C_{1s} = C_{op}/C_{1p}$: 容量比 (基板に固有の値をとる)

[0117] It comes out. It is [0118] when it asks for bx product from (11) and (12) types.

[Equation 8]

$$b \chi = - \frac{C_{op} \cdot (\omega_{ap}^2 - \omega^2) \cdot (\omega_{rs}^2 - \omega^2)}{C_{os} \cdot (\omega_{rp}^2 - \omega^2) \cdot (\omega_{ss}^2 - \omega^2)} \dots (13)$$

[0119] It becomes. (13) The angular frequency omega which gives extremal value to bx of a formula can be found from $\frac{d(bx)}{d\omega} = 0$, and it is [0120].

[Equation 9]

$$\omega = \sqrt{\omega_{ap} \cdot \omega_{rs}} \dots (14)$$

[0121] It becomes. The value which substituted this for (13) types turns into maximum of the absolute value of bx product in a passband. It is [0122] when it asks for this.

[Equation 10]

$$b \chi_{max} = - \frac{C_{op} \cdot (1 + 1/\gamma)}{C_{os} \cdot [1 + 1/(\gamma \cdot \Delta\omega/\omega_{rs})]^2} \dots (15)$$

[0123] It becomes. It is here. $\Delta\omega = \omega_{rs} - \omega_{ap} = 2\pi \cdot \Delta f$ -- (16)

It comes out. (15) It is bxmax about a formula. If $P = C_{op}/C_{os}$ is plotted as a parameter as relation of $\Delta f/f_{rs}$, it will become as it is shown in drawing 5050.

[0124] In this drawing, if the conditions of 0.06 or less allowed value of the product of bx calculated experimentally previously are illustrated, it will become a field like a slash. Therefore, the allowed value alpha of $\Delta f/f_{rs}$ which changes with $P = C_{op}/C_{os}$ can be determined, and it serves as a degree type as $|bx_{max}| = 0.06$ of (15) types.

[0125]

[Equation 11]

$$\alpha = 1 / (\sqrt{P(\gamma^2 + \gamma)} / 0.06 - \gamma) \dots (17)$$

[0126] According to [can carry out a substrate ingredient and] a ball and the experiment, a capacity factor gamma is 36 degreeY cut propagation LiTaO3. It was about 15. For this reason, (17) types are [0127].

[Equation 12]

$$\alpha = 6.87 \times 10^{-2} / (4.22 \sqrt{P-1}) \quad \dots (18)$$

[0128] It becomes. At the time of $P=1$, it is set to $\alpha=0.02$, in the case of the example of $f_{rs}=948\text{MHz}$ drawing 45, is set to $\Delta f=19\text{MHz}$, and can check that (18) types are realized. The effectiveness of increasing Δf has a capacity factor γ effective in a small piezo-electric substrate ingredient, i.e., a substrate ingredient with a big electromechanical coupling coefficient, and asked for (17) types from such a piezo-electric substrate ingredient.

[0129] A γ value is an electromechanical coupling coefficient k^2 . Since it is proportional to the inverse number, it is LiTaO₃ of 36 degreeY cut X propagation. When the γ value of a γ value, the 64 degree Y cut X propagation LiNbO₃ ($k^2=0.11$) of k ingredients which has other high electromechanical coupling coefficients using the value of $2=0.05$, and the 41 degreeY cut X propagation LiNbO₃ ($k^2=0.17$) is calculated, the former is 6.8 and the latter is 4.4. In addition, these k^2 A value is reference ("Applications for Piezoelectric Leaky Surface Wave":KYamanouchi and M.Takeuchi, 1990 ULTRASONICS SYMPOSIUM Proceedings, pp 11-18, 1990). It referred to.

[0130] In addition, drawing 51 is a capacity factor γ and an electromechanical coupling coefficient k^2 . Relation is shown. The relation of this drawing is 36 degreeY cut propagation LiTaO₃. k^2 A value with a γ value is used and it is [0131].

[Equation 13]

$$k^2 \propto \frac{1}{\gamma}$$

[0132] It asks by carrying out. X propagation LiTaO₃ of the relation of drawing 51 to a 64Y" cut, and 41 degreeY cut a γ value -- it can ask -- the above -- the same -- respectively -- γ = -- it is set to 6.8 and 4.4.

** Configuration **** of an example 11 explains the configuration of the example shown in drawing 42 and drawing 43 .

[0133] 241 is 36-degreeY-LiTaO₃. It is a piezo-electric substrate and is 1.5x2x0.5mm in magnitude. It has stood in a line in an order from the input side in order of a juxtaposition arm resonator (Rp1), the serial arm resonator (Rs1), the juxtaposition arm resonator (Rp2), the serial arm resonator (Rs2), and the juxtaposition arm resonator (Rp3).

[0134] Each resonator is the structure which had a reflector 242 (short circuit mold) in both sides. As for each of each resonators, for the logarithm of 180 micrometers and an electrode finger, the number of opening length of 50 pairs and a reflector is also 50. Only the period of the Kushigata electrode finger is changed with the juxtaposition arm resonator and the serial arm resonator. The period of $\lambda_{\text{dap}}=4.39\text{micrometer}$ (since pattern width of face and a gap are 1:1 s, pattern width of face is $\lambda_{\text{dap}} / 4 \approx 1.1$ micrometers), and a series resonance machine of the period of a juxtaposition arm resonator is $\lambda_{\text{das}}=4.16\text{micrometer}$ (pattern width of face is $\lambda_{\text{das}} / 4 \approx 1.04$ micrometers similarly).

[0135] It is determined from $\lambda_{\text{das}}=V_m / f_{rs}$, and $\lambda_{\text{dap}}=V_m / f_{rp}$ that each period will serve as a value ($f_{rp} \approx 893\text{MHz}$, $f_{rs} \approx 942\text{MHz}$) predetermined in the resonance frequency (f_{rp} , f_{rs}) of each resonator. Here, it is V_m . 36 degreeY cut X propagation LiTaO₃ at the time of 3000Å of electrode layer thickness It is the acoustic velocity of the surface wave of a crystal, and asked with $V_m \approx 3920$ m/s experimentally.

[0136] The surface acoustic wave filter 240 of the above-mentioned configuration is the broadband shown in drawing 45 (C), and has the passage property of low loss. In addition, it is $\Delta f=19\text{MHz}$. Among drawing 43, if [change only λ_{dap} and] 4.35 micrometers, Δf will be set to 10MHz and the property of drawing 45 (B) will be acquired.

[0137] In addition, an electrode material is an aluminum-Cu alloy, and thickness is 3000Å, and it is arranged so that a surface wave may spread to X shaft orientations of the piezo-electric substrate 241. Next, the example at the time of using other piezo-electric substrates is explained. 64 degreeY cut X propagation

LiNbO₃ It is gamma= 6.8 at a case and (17) types are [0138].

[Equation 14]

$$\alpha = 1.47 \times 10^{-1} / (4.37 \sqrt{P-1}) \quad \dots (19)$$

[0139] It becomes. 41 degreeY cut X propagation LiNbO₃ It is gamma= 4.4 at a case and is [0140].

[Equation 15]

$$\alpha = 2.273 \times 10^{-1} / (4.52 \sqrt{P-1}) \quad \dots (20)$$

[0141] It becomes. alpha becomes large, and even if it extends deltaf greatly, property degradation cannot take place easily, so that a gamma value becomes small (i.e., so that an electromechanical coupling coefficient becomes a big substrate).

[Example 12] Drawing 52 shows the circuitry Fig. of the surface wave filter 250 which becomes the 12th example of this invention.

[0142] Drawing 53 shows the structure which materialized the surface acoustic wave filter of the circuitry of drawing 52 . Drawing 54 and drawing 55 show the property of drawing 52 and the surface acoustic wave filter of 53.

** Explain the outline of this example first after [expedient] that an example explains [outline]. The surface acoustic wave filter of this example connects a surface acoustic wave resonator to a serial parallel, aims at adjustment of the image impedance during the unit section which consists of every one serial-parallel resonator in the surface acoustic wave filter of the ladder mold which made two or more these multistage, and considers it as the configuration which reduces the loss in each node.

[0143] This becomes possible to reduce the insertion loss in a passband.

** like the thinking fault to completion of invention next -- like the thinking fault to completion of this invention -- ***** -- explain. As shown in drawing 56 (A) and (B), a bandpass property can be acquired by ladder mold connection of the serial arm resonator per piece [at least] and juxtaposition arm resonator. In addition,

ladder mold connection of the serial arm resonator of every this piece and a juxtaposition arm resonator serves as the unit section of a filter.

[0144] Under the present circumstances, as for the resonance frequency of a serial arm resonator, and the antiresonant frequency of a parallel resonance machine, it is desirable for the former to have a frequency higher than the latter from on coincidence or pass-band-width expansion. The unit section of drawing 56 (A) and (B) is, or an I/O edge is a serial arm mutually, it has two types, and what connected these to multistage is classified into three types as shown in drawing 57 (A), (B), and (C).

[0145] One side of drawing 57 (A) by the side of I/O is the case (symmetry mold) where it is [the I/O edge of this drawing (C)] a serial arm when another side is a juxtaposition arm, and the I/O edge of a (asymmetrical type) and (B) is a juxtaposition arm (symmetry mold), with a serial arm. Thus, although whenever [insertion-loss and out of band oppression] will be n times the unit section and an insertion loss generally worsens when it is made multistage, whenever [out of band oppression] improves. When especially loss of the unit section is close to 0, this multistage-izing is effective.

[0146] However, if the impedance matching in the passband of the unit sections is not suitable, an insertion loss will get worse further rather than n theoretical times. It is because reflection of power will take place on the boundary (each boundary from line 1-1' to n -n' in drawing 57) of the unit section and it will become the increment in loss, if impedance matching is not suitable.

[0147] If power reflection of the unit sections is made into **, loss will also serve as $n \log (**)$. Therefore, it is important by pressing down power reflection on a scale and a boundary for the impedance matching of the unit sections to press down the increment in an insertion loss as much as possible. Next, how to plan impedance matching of the unit sections is explained. What is necessary is just to place, if the image impedance which looked at each circuit side from boundary b-b' is mutually equal when planning impedance matching and connecting the circuits which generally have two different 4 terminal constants (four constants A,

B, C, and D of an F matrix), as shown in drawing 58 .

[0148] The image impedance Z_{i1} which saw the circuit 1 side as shown in drawing 58 is 4 terminal constant A_1 of a circuit 1, B_1 , C_1 , and D_1 . It uses and is expressed like a degree type.

[0149]

[Equation 16]

$$Z_{i1} = \sqrt{D_1 B_1 / C_1 A_1} \quad \dots (21)$$

[0150] The image impedance Z_{i2} which saw the circuit 2 side similarly is expressed like a degree type.

[0151]

[Equation 17]

$$Z_{i2} = \sqrt{A_2 B_2 / C_2 D_2} \quad \dots (22)$$

[0152] These image impedances are load resistance (pure resistance) R_0 . It is decided independently. (21) If equal and a formula and (22) types will be placed, impedance matching conditions like a degree type can be found.

Done $B_1 / C_1 A_1 = A_2 B_2 / C_2 D_2$ -- (23)

Drawing 59 shows the case where the above-mentioned impedance matching conditions are applied to the unit section of a ladder mold circuit.

[0153] Impedance matching is a bad connection method and drawing 59 (A) does not fulfill the conditions of (23) types. Reflection coefficient ** which saw right-hand side from boundary b-b' is [0154].

[Equation 18]

$$\Gamma = \frac{Z_s Y_p}{2 + Z_s Y_p} \quad \dots (24)$$

[0155] It becomes. $Z_s Y_p$ With an actual component, since it does not become in 0 completely even in a passband, ** is not set to 0, either. Compared with this, in order to fill the conditions of (23) types with boundary b-b', reflection is set to 0, and drawing 59 (B) or drawing 59 (C) does not produce loss. for example, the

case of drawing 59 (B) -- from boundary b-b' -- ***** -- an image impedance --
 [0156] from (21) types
 [Equation 19]

$$Z_{i1} = \sqrt{Z_s / Y_p (1 + Z_s Y_p)} \quad \dots (25)$$

[0157] It becomes. When it asks also for the image impedance Zi2 which saw right-hand side from boundary b-b' from (22) types, it turns out that it becomes equal to Zi1. Therefore, impedance matching can be taken and the reflection coefficient in a boundary is set to 0. It is proved that drawing 59 (C) has taken impedance matching similarly. Next, how to make multistage connection of the unit section using continuation as shown in drawing 59 (B) and (C) is considered.

[0158] Drawing 60 (A) shows the circuit which repeated the continuation of drawing 59 (B) and (C) by turns, and made n (> 2) stage connection of the unit section. If such a connection method is used, even if how many steps connect from the above-mentioned reason, power reflection of each unit section will not take place. If the resonators of the juxtaposition arm which adjoins mutually and suits with the configuration of drawing 60 (A), or the resonators of a serial arm are added and it is made a bundle, it will become drawing 60 (B) and equivalence.

[0159] Consequently, it turns out that only the arm nearest to an I/O edge comes to have the half impedance or half admittance value of magnitude to the arm inside it. If a lever rule is applied to the method of three kinds of multistage-izing shown by drawing 57, the approach of drawing 61 (A), (B), and (C) will be acquired as continuation which planned impedance matching, respectively.

[0160] It is the adjustment-ized continuation corresponding to drawing 57 (A), one of the I/O edges is a serial arm, and drawing 61 (A) is the case where another side is a juxtaposition arm. In this case, the impedance value of the serial arm resonator of an edge is the one half of the impedance value of an inside serial arm resonator, and the admittance value of the juxtaposition arm resonator of the other-end section is also the one half of the admittance value of

an inside juxtaposition arm resonator.

[0161] Similarly, drawing 61 (B) is drawing 57 (B), and drawing 61 (C) is the adjustment-ized continuation of drawing 57 (C). By the case where both ends are juxtaposition arms in the case of drawing 61 (B), the admittance value of the juxtaposition arm resonator of both ends serves as half [of the admittance value of the juxtaposition arm resonator inside it].

[0162] By the case where both ends are serial arms in the case of drawing 61 (C), the impedance value of the serial arm resonator of both ends serves as half [of the impedance value of the serial arm resonator inside it].

** Explain the 12th example of this invention based on the configuration, next the above-mentioned view of an example 12.

[0163] Drawing 52 shows the fundamental configuration of the surface acoustic wave filter 250 which becomes the 12th example of this invention. If this surface acoustic wave filter is materialized, it will become as [show / in drawing 53]. It consists of three serial arm resonators (Rs1, Rs2, and Rs3) and three juxtaposition arm resonators (Rp1, Rp2, and Rp3), and connects like the equal circuit shown in drawing 52 , respectively.

[0164] these six resonators -- both -- opening length (90 micrometers) -- the same -- and an electrode finger -- the same is said of the logarithm (100 pairs). Moreover, each resonator has the reflector of a short circuit mold as shown in this drawing on both sides, and is raising Q. The logarithm of a reflector is about 100 pairs.

[0165] All serial arm resonators (Rs1 -Rs3) are the electrode finger periods (λ s) of the same die length, and are λ s=4.19micrometer. Moreover, the period of a juxtaposition arm resonator (Rp1 -Rp3) is set to different periodic λ dap=4.38micrometer from this. As a comparative object, a configuration is shown in drawing 6262 conventionally to this configuration.

[0166] About both drawing 52 and drawing 62 , it is an impedance Zs. The design conditions of the end bomblet nature surface wave resonator of the serial arm shown are 90 micrometers of opening length, and 100 pairs of logarithms.

Admittance Y_p The 1 terminal-pair surface acoustic wave resonators of the juxtaposition arm shown are also the same conditions. A piezo-electric substrate crystal is the 36 degreeY cut X propagation LiTaO₃. It uses and the Kushigata pattern of 3000Å aluminum alloy film is formed as a surface acoustic wave resonator on it.

[0167] A continuous line 251 shows the property of the filter 250 of drawing 53 among drawing 54 . A broken line 252 shows the property of the conventional filter of drawing 62 . Both show that the direction of the filter 250 of this example is low-loss-ized. Especially an improvement in the both ends of a passband is large. Next, it sets in the conventional filter of drawing 62 , and is the admittance Y_p of the unit section (3). Only the parallel resonance machine with which it is expressed reduces a logarithm from 100 pairs to 80 pairs, and is admittance Y_p . A line 253 shows the passage property when making a value small among drawing 55 . It turns out that the insertion loss is improved similarly. Therefore, it can be said that there is about effectiveness although just reducing from an inside admittance value is not enough as it even if it does not set the admittance value of an edge to one half. It is the same also to an impedance value.

[0168] As mentioned above, although the example over the basic form of drawing 61 (A) was shown, even if much unit sections of this increase in the center section, it has the same effectiveness.

[Example 13] Drawing 63 is the surface acoustic wave filter 260 which becomes the 13th example of this invention. This surface acoustic wave filter is based on the configuration approach shown in drawing 61 (B).

[0169] This surface acoustic wave filter 260 brings about the same loss reduction effectiveness as what was shown by the line 251 of drawing 54 .

[Example 14] Drawing 64 is the surface acoustic wave filter 270 which becomes the 14th example of this invention. This surface acoustic wave filter is based on the configuration approach shown in drawing 61 (C).

[0170] The same loss reduction effectiveness as what also showed this surface acoustic wave filter 270 by the line 251 of drawing 54 is brought about.

[Example 15] The surface acoustic wave filter which becomes the 15th example of this invention next is explained with reference to drawing 65 , drawing 66 , etc.

[0171] ** Explain the outline of this example first after [expedient] that an example explains [outline]. As a cause of having determined the insertion loss in a passband, paying attention to a part for a resisted part of the Kushigata electrode, and conductance, this example decreases a resisted part to the resonator of in-line arrangement, and reduces the insertion loss of the filter shape when constructing these in a ladder mold by making the amount of conductance decrease to the resonator of a juxtaposition arm.

[0172] Next, the background of this invention etc. is explained.

** The basic configuration of the ladder type filter circuit which has arranged two surface acoustic wave resonators with which resonance frequency (frs, frp) differs, respectively is shown in a serial arm and a juxtaposition arm at background drawing 65 of this invention. Here, it is the admittance of a juxtaposition arm resonator. $Y_p = g + j-b$ -- (26)

g: Conductance part b : consider as a part for a susceptance.

[0173] Moreover, impedance of a serial arm resonator $Z_s = r + j-x$ -- (27)

r: A resisted part x : consider as a part for a reactance.

[0174] Thus, if it assumes, the frequency characteristics of g, b, and rx will become like drawing 69 . Admittance Y_p of a juxtaposition arm resonator The susceptance part b (dotted line in drawing 69) is resonance frequency frp. Maximum is taken, a sign is changed from + to - there, and it is antiresonant frequency fap. It is set to 0 (zero) and is fap. Above, a sign becomes + again and increases little by little. On the other hand, it is Y_p . The conductance part g (alternate long and short dash line in drawing 69) is fap similarly. Maximum is taken and it is fap. If it exceeds, it decreases rapidly and **** is approached 0.

[0175] In addition, the conductance part g takes only the value of +. A part for the impedance Z_s of a serial arm resonator It is contrary to admittance and a part for Reactance x (continuous line in drawing 69) is resonance frequency frs. It is set to 0 and is antiresonant frequency fas. Maximum is taken, a sign is further

changed from + to -, and it is fas. Above, 0 is approached from the 1 side.

[0176] Moreover, the resistance part r increases from 0 gradually, and is antiresonant frequency f_{as} . Maximum is taken and it decreases gradually more than by it. r as well as g takes only the value of +. Here, in order to make a filter shape, it is the antiresonant frequency f_{ap} of said parallel resonance machine. Resonance frequency f_{rs} of a series resonance machine It is conditions that abbreviation coincidence or the latter is a little large.

[0177] According to the upper impedance and the frequency characteristics of admittance, the passage property as a filter circuit is shown in the lower part of drawing 69. $f_{ap} \sim f_{rs}$ A passband is taken in near and it becomes a decay area except [its]. It is a passband, especially b and x are set to 0 near the center frequency so that clearly also from this drawing.

[0178] Therefore, the passage property as a filter is decided only by r and g , and S_{21} is [0179].

[Equation 20]

$$S_{21} = \frac{1 \ 0 \ 0}{1 \ 0 \ 0 + r + 5 \ 0 \ r \cdot g + 2 \ 5 \ 0 \ 0 \ g} \quad \dots (28)$$

[0180] It becomes. Since it is $r > 0$ and $g > 0$ in ****, S_{21} becomes smaller than 1 and the insertion loss expressed with $20 \log|S_{21}|$ also increases, so that (28) types increase r and g . Therefore, an insertion loss will be small, so that both r and g are close to 0.

[0181] Next, it explains whether r and g are produced from a part like the Kushigata electrode throat which forms a surface acoustic wave resonator. At ****, it is the inside of drawing 3 (B), and r_1 . It takes into consideration and thinks. r_1 What expressed a part for a bulk wave, ****, and the leaking energy loss as a part for acoustic resistance inside the substrate from each edge of the part for electric resistance and the Kushigata electrode finger of the Kushigata electrode is totaled.

[0182] A resisted part by now and bulk wave radiation is the electric resistance r_1 of the Kushigata electrode, in order to be hardly dependent on the configuration

of the Kushigata electrode. It is proportional. Near the center frequency of $x = 0$, it is $r=r_1$ especially. It becomes. Moreover, the conductance part g of the admittance of a juxtaposition arm resonator is the conductance 1 of the electric resistance of the Kushigata electrode / r_1 . It is proportional.

[0183] Now, width of face of ρ_{00} and an electrode finger is set to W , thickness is set to t for the resistivity of the electrode finger of the Kushigata electrode, and it is N_s about l_s and a logarithm in the opening length of a serial arm resonator. If it carries out $r=l_s$ and $\rho_{00}/(N_s \text{ and } W-t) \rightarrow (29)$

It becomes. Moreover, it is N_p about l_p and a logarithm in the opening length of a juxtaposition arm resonator. Since ρ_{00} , W , and t are almost equal when it carries out, and using the same substrate and the same metal membrane $g=N_p$ and $W.t/(l_p \text{ and } \rho_{00}) \rightarrow (30)$

It becomes.

[0184] Therefore, increment in the insertion loss in (28) types $r+50 \text{ } r-g+2500g = l_s$ and $\rho_{00} / (N_s \text{ and } W-t) + 50 \text{ } -(l_s/l_p) - (N_p/N_s) + 2500, N_p$, and $W.t/(l_p \text{ and } \rho_{00}) \rightarrow (31)$

It becomes.

[0185] (31) From a formula, a serial arm resonator is the opening length l_s . It is short and is Logarithm N_s . A parallel resonance machine is the opening length l_p , so that many. It is long and is number N_p of pairs. It turns out that effectiveness is in loss reduction, so that it is few. Especially, opening length has the one further effective [as for a logarithm / of the direction with more serial arm resonator than a juxtaposition arm resonator] in other words where the serial arm resonator is shorter than a juxtaposition arm resonator, so that it is $l_s/l_p < 1$ and $N_p/N_s < 1$.

[0186] Here, this reason is explained. Since it is $r=r_s$, and (r_s : electric resistance of a serial arm resonator) $g= 1/r_p$ in the above-mentioned (31) formula (r_p : electric resistance of a juxtaposition arm), it is $r+50 \text{ } r-g+2500 \text{ } g=r_s + 50 \text{ } (r_s/r_p)+2500 \text{ } (1/r_p)$.

It becomes. therefore $\rightarrow < (r_s/r_p) - 1$, i.e., $r_s < r_p$, it is \rightarrow -- increase of an

insertion loss can be controlled.

[0187] In addition, it is l_s in this case. If it narrows too much not much, loss by the diffraction of a surface wave will appear, and it is l_p conversely. Since Q fall of the parallel resonance machine by resistance increase will be caused and whenever [by the side of low frequency / out of band oppression] will worsen if it lengthens too much, there is a limit in that magnitude. It is [arm / serial] t_p in t_s and the juxtaposition arm about the thickness of the metal membrane which furthermore forms the Kushigata electrode. (31) types are as follows when it carries out.

[0188]

$r+50 \text{ } r\text{-}g+2500g = l_s \text{ and } \rho_{oo} / (N_s \text{ and } W\text{-}t) +50 \text{ } -(l_s/l_p)\text{-} (N_p/N_s)$

$(t_p/t_s)+2500, N_p, \text{ and } W\text{-}t_p/(l_p \text{ and } \rho_{oo}) \text{ -- (32)}$

Therefore, t_p/t_s Loss can be similarly reduced by carrying out. In addition, although it is also possible to arrange the resonator which consists of two kinds of metal membranes from which resistivity differs (ρ_{oos}, ρ_{oop}) on a serial arm and a juxtaposition arm, to make a filter, and to be referred to as $\rho_{oos}/\rho_{oop}<1$, when actually building a component, it is not practical if mass-production nature etc. is taken into consideration.

[0189] ** Explain the example which adopted the configuration, next the above-mentioned view of an example 15. Drawing 65 shows the circuitry of the surface acoustic wave filter 280 of the 15th example of this invention. Drawing 66 shows the structure which materialized the circuitry of drawing 65 .

[0190] the used piezo-electric substrate 241 -- 36 degreeY cut XLiTaO_3 it is -- an electrode material is 3000Å aluminum film. Conventionally, the serial arm and the juxtaposition arm made $l_s=45\text{micrometer}$, the $N_s=200$ pair, and the juxtaposition arm $l_p=180\text{micrometer}$ and $N_p=50$ pair for the serial arm by this example to being $N_p=N_s=100$ pair opening length $l_s=l_p=90\text{micrometer}$ of the Kushigata electrode, and the number of pairs. $l_p>l_s$ it is -- $N_s>N_p$ it is . Moreover, it is $l_s/l_p=0.25$ and $N_p/N_s=0.25$.

[0191] Electrostatic capacity CO of the Kushigata electrode geometrically

decided by the product of a logarithm and opening length at this time It was made not to change. The continuous line 281 of drawing 6666 is the property of this example, and a broken line 282 is the property of the conventional example. In the former, that whose loss was 2.5dB was set to 2.0dB by this example, and has improved 0.5dB or more by this example. That is, the insertion loss of a filter has been improved no less than 25% by dB conversion.

[0192] Moreover, in the case of this example, by having increased the logarithm of a serial arm resonator, power-proof nature also improved and the maximum electric power which can be impressed improved 20%. Since in the case of the above example diffraction loss begins to have appeared less than [$l_s = 30\text{micrometer}$] and degradation out of band by the side of low frequency began to have taken place more than by $l_p = 300\text{micrometer}$, these values were limits.

[0193] As mentioned above, it is distinct that the insertion loss of a passband is improved by what the electric resistance of a serial arm is lowered and the electric resistance of a juxtaposition arm is raised for (a KONDAKUTO wardrobe is lowered). Moreover, it can also consider as the configuration which made thickness of a juxtaposition arm resonator thinner than the thickness of a serial arm resonator. Also by this configuration, loss of a passband as well as the case of the above-mentioned example can be lessened.

[0194]

[Effect of the Invention] According to invention given in claim 1 thru/or 3, compared with the conventional thing, whenever [passband external suppression] can be raised, moreover, pass band width can be extended to coincidence, and a ripple can be further lost small or substantially to the appearance explained above.

[Translation done.]

* NOTICES *

JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DESCRIPTION OF DRAWINGS

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1] It is the principle Fig. of the surface acoustic wave filter of this invention.

[Drawing 2] It is drawing showing the basic configuration of the filter circuit using a resonator.

[Drawing 3] It is drawing showing the structure and the equal circuit of a 1 terminal-pair surface acoustic wave resonator, and its notation.

[Drawing 4] It is drawing showing the impedance of a 1 terminal-pair surface acoustic wave resonator, and the frequency characteristics of admittance.

[Drawing 5] It is drawing showing the filter shape of the filter of drawing 1 which comes to connect the IMMI wardrobe property of a surface acoustic wave resonator and them. [/ near the resonance frequency]

[Drawing 6] It is drawing explaining the conventional surface acoustic wave filter of drawing 42 .

[Drawing 7] It is drawing showing the effectiveness at the time of adding an inductance to a serial in a resonator.

[Drawing 8] It is drawing showing the effectiveness at the time of connecting a 1 terminal-pair surface acoustic wave resonator to n serials.

[Drawing 9] It is drawing showing the opening length dependency of the passage property of a juxtaposition arm resonator.

[Drawing 10] It is drawing showing the opening length dependency of the

passage property of a serial arm resonator.

[Drawing 11] It is the circuit diagram of the 1st example of the surface acoustic wave filter of this invention.

[Drawing 12] It is drawing showing the passage property of the filter of drawing 11 .

[Drawing 13] It is drawing showing the effectiveness of the inductance addition to a juxtaposition arm resonator.

[Drawing 14] It is the top view showing the structure of the surface acoustic wave filter of drawing 11 where the lid is removed.

[Drawing 15] It is the sectional view which meets a XV-XV line among drawing 41 .

[Drawing 16] It is drawing showing the 2nd example of the surface acoustic wave filter of this invention.

[Drawing 17] It is drawing showing the passage property of the filter of drawing 16 .

[Drawing 18] It is drawing showing the enhancement effect of the ratio (AP/AS) of the opening length (AP) of a juxtaposition arm resonator, and the opening length (AS) of a serial arm resonator.

[Drawing 19] It is drawing showing the 3rd example of the surface acoustic wave filter of this invention.

[Drawing 20] It is drawing showing the passage property of the filter of drawing 19 .

[Drawing 21] It is drawing showing the 4th example of the surface acoustic wave filter of this invention.

[Drawing 22] It is drawing showing the passage property of the filter of drawing 21 .

[Drawing 23] It is drawing showing the 5th example of the surface acoustic wave filter of this invention.

[Drawing 24] It is drawing showing the passage property of the filter of drawing 23 .

[Drawing 25] It is the circuit diagram of the 6th example of the surface acoustic wave filter of this invention.

[Drawing 26] It is drawing showing the 1st 1 terminal-pair elastic surface resonator among drawing 25 .

[Drawing 27] It is drawing showing the passage property of the filter of drawing 25 .

[Drawing 28] It is drawing showing the effect on the ripple width of face by beta of reflector installation location $d=(n+\beta) \cdot \lambda$.

[Drawing 29] It is the top view showing the structure of the surface acoustic wave filter of drawing 25 where the lid is removed.

[Drawing 30] It is drawing showing the modification of 1 of the 1st 1 terminal-pair surface acoustic wave resonator in drawing 25 .

[Drawing 31] It is drawing showing another modification of the 1st 1 terminal-pair surface acoustic wave resonator in drawing 25 .

[Drawing 32] It is drawing showing the 7th example of the surface acoustic wave filter of this invention.

[Drawing 33] It is drawing showing the effectiveness to the ripple generating location of electrode layer thickness (t).

[Drawing 34] It is drawing showing a condition when the ripple (rP) by the reflector of a juxtaposition arm resonator falls to a RF attenuation pole.

[Drawing 35] It is drawing showing the thickness dependency of the passage property of a resonator mold filter.

[Drawing 36] It is drawing showing the result of an experiment of an insertion loss and the thickness dependency of a ripple generating location.

[Drawing 37] It is drawing showing the 1st 1 terminal-pair surface acoustic wave resonator of the 8th example of the surface acoustic wave filter of this invention.

[Drawing 38] It is drawing showing the passage property of the surface acoustic wave filter which applied the resonator of drawing 37 .

[Drawing 39] It is drawing showing the modification of the 1st 1 terminal-pair surface acoustic wave resonator of the 8th example of the surface acoustic wave

filter of this invention.

[Drawing 40] It is drawing showing another example which realizes the inductance of the surface acoustic wave filter of drawing 11 .

[Drawing 41] It is drawing showing still more nearly another example which realizes the inductance of the surface acoustic wave filter of drawing 11 .

[Drawing 42] It is the circuit diagram of the 11th example of the surface acoustic wave filter of this invention.

[Drawing 43] It is drawing showing the configuration which materialized the circuit of drawing 42 .

[Drawing 44] $f_{ap} < f_{rp}$ It is drawing showing the IMMI wardrobe property of the surface acoustic wave resonator when carrying out.

[Drawing 45] Δf_{frs} - f_{ap} It is drawing explaining change of the passage property of the ladder type filter at the time of making it increase from zero.

[Drawing 46] It is drawing explaining the property measuring method of a surface acoustic wave resonator.

[Drawing 47] It is drawing showing the admittance of each surface acoustic wave resonator of a juxtaposition arm and a serial arm, and the property of an impedance.

[Drawing 48] It is drawing showing frequency dependent [of b_x product].

[Drawing 49] It is drawing which expressed a part of circuit of drawing 42 in the equal circuit of L and C.

[Drawing 50] $|b_{x\max}|$ and Δf_{frs} It is drawing showing relation.

[Drawing 51] k_2 It is drawing showing relation with γ .

[Drawing 52] It is the circuit diagram of the 12th example of the surface acoustic wave filter of this invention.

[Drawing 53] It is drawing showing the configuration which materialized the circuit of drawing 52 .

[Drawing 54] It is drawing showing the property of the surface acoustic wave filter of drawing 53 .

[Drawing 55] The inside of the filter of drawing 63 , and output side Y_p It is

drawing showing the property at the time of making it decrease.

[Drawing 56] It is the circuit diagram of the unit section which used the surface acoustic wave resonator per piece as the ladder mold.

[Drawing 57] It is the circuit diagram of a circuit which comes to connect the unit section of drawing 56 with multistage (n steps).

[Drawing 58] It is drawing showing connection and the boundary of two 4 terminal circuits.

[Drawing 59] It is drawing showing junction of the unit sections.

[Drawing 60] It is drawing explaining how to connect the unit section to n (> 2) stage.

[Drawing 61] It is drawing explaining the configuration approach of the ladder mold circuit of this example.

[Drawing 62] It is the circuit diagram of the conventional surface acoustic wave filter.

[Drawing 63] It is the circuit diagram of the 13th example of the surface acoustic wave filter of this invention.

[Drawing 64] It is the circuit diagram of the 14th example of the surface acoustic wave filter of this invention.

[Drawing 65] It is the circuit diagram of the 15th example of the surface acoustic wave filter of this invention.

[Drawing 66] It is drawing showing the configuration which materialized the circuit of drawing 65 .

[Drawing 67] It is drawing showing the property of the filter of drawing 66 .

[Drawing 68] It is drawing showing the ladder type filter circuit which has arranged the surface acoustic wave resonator with which resonance frequency differs on a juxtaposition arm and a serial arm.

[Drawing 69] It is drawing in which making the frequency characteristics of the admittance (Y_p) of a juxtaposition arm resonator, and the frequency characteristics of the impedance (Z_s) of a serial arm resonator correspond, and showing them.

[Drawing 70] It is drawing showing one example of the conventional surface acoustic wave filter.

[Drawing 71] It is drawing showing the passage property of the filter of drawing 70 .

[Description of Notations]

60, 90, 100, 110, 120, 130, 240, 250,260,270,280 Surface acoustic wave filter

80,150 Surface acoustic wave filter equipment

81 Ceramic Package

82 Filter Chip

83 Lid

84-1 to 85-6 Electrode terminal

85-1 to 85-5 Terminal

86-1 to 86-5 Bonding wire

124,125 Attenuation pole

127 Inhibition Zone

131,201,211 Excitation electrode

132, 133, 160, 161, 166, 167, 202, 203,212,213,242 Reflector

220,221,230,231 Microstrip line

241 36°Y Cut X Propagation LiTaO₃ Substrate (Chip)

Rs1, Rs2 Serial arm resonator

Rp1 -Rp3 Juxtaposition arm resonator

[Translation done.]

* NOTICES *

JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.

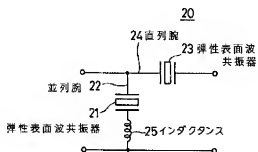
2. **** shows the word which can not be translated.

3. In the drawings, any words are not translated.

DRAWINGS

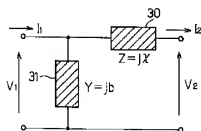
[Drawing 1]

本発明の弾性表面波フィルタの原理図



[Drawing 2]

共振器を用いたフィルタ回路の基本構成を示す図



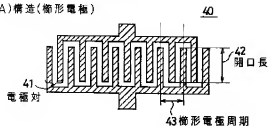
F 行列表示

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix}$$

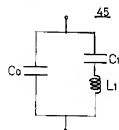
[Drawing 3]

1端子対弾性表面波共振器の構造とその等価回路及びその記号を示す図

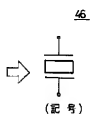
(A) 構造(櫛形電極)



(B) 等価回路



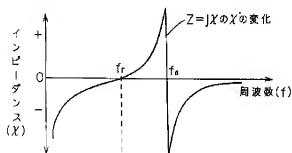
(C)



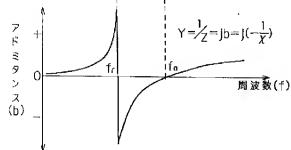
[Drawing 4]

1端子対弾性表面波共振器のインピーダンス
及びアドミタンスの周波数特性(定性的な変化)を
示す図

(A) インピーダンス

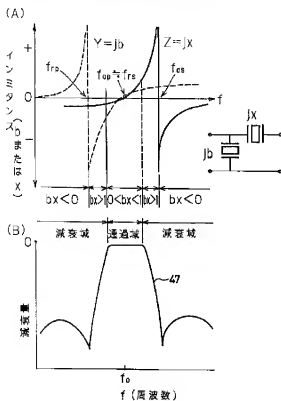


(B) アドミタンス



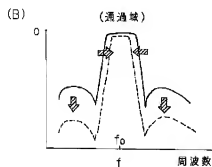
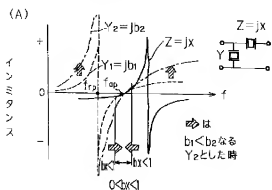
[Drawing 5]

共振周波数近傍における弾性表面波共振器の
インミダンス特性及びそれらを接続してなる
図1のフィルタのフィルタ特性を示す図



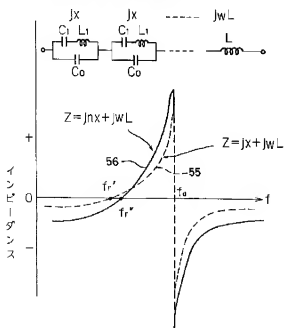
[Drawing 6]

図42の従来の弾性表面波フィルタを説明する図



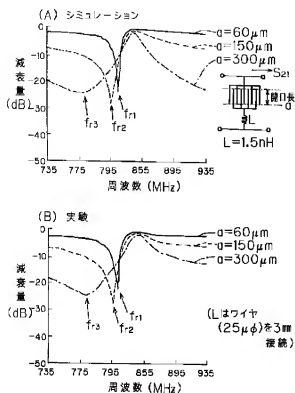
[Drawing 8]

1端子対弾性表面波共振器を
直列に2個接続した場合の効果を示す図



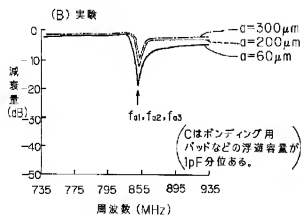
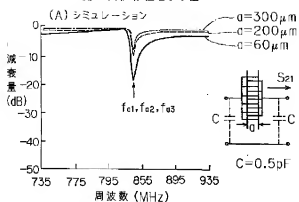
[Drawing 9]

並列共振器の透過特性の開口長依存性を示す図



[Drawing 7]

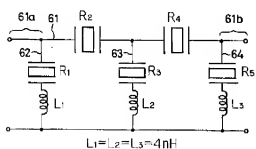
直列共振器の通過特性の
開口長依存性を示す図



[Drawing 11]

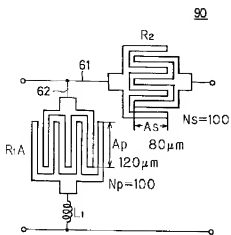
本発明の弾性表面波フィルタの
第1実施例の回路図

60



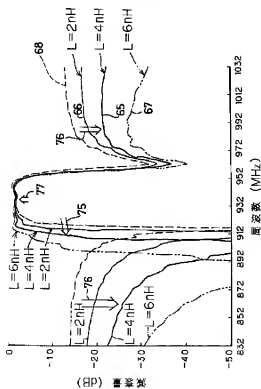
[Drawing 16]

本発明の弾性表面波フィルタの第2実施例を示す図



[Drawing 12]

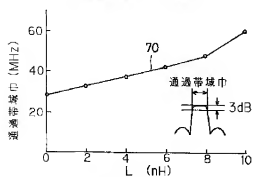
図11のフィルタの透過特性を示す図



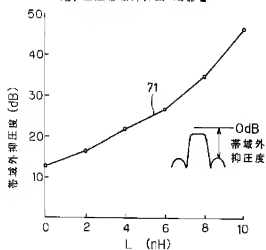
[Drawing 13]

並列共振器へのインダクタンス付加の効果を示す図

(A) 通過帯域巾への影響

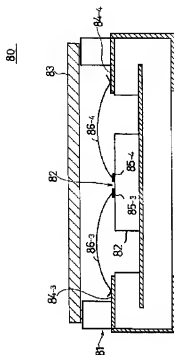


(B) 通過帯域外抑圧への影響



[Drawing 15]

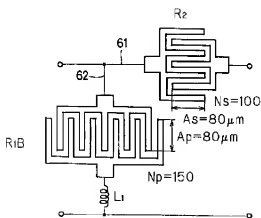
図14中、XV-XV'線に沿う断面図



[Drawing 19]

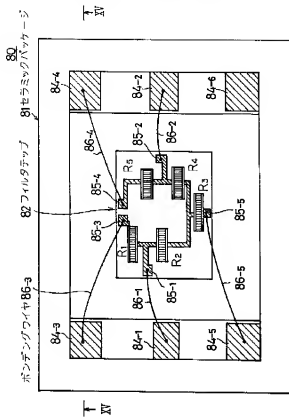
本発明の弾性表面波フィルタの
第3実施例を示す図

100



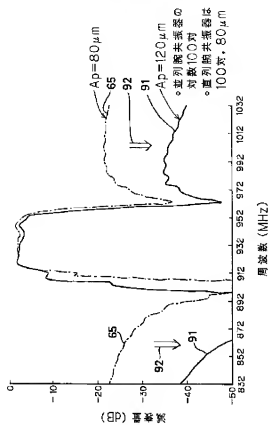
[Drawing 14]

図11の弾性表面波フィルタの構造を
その蓋を取り外した状態で示す平面図



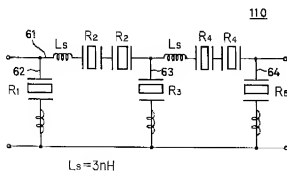
[Drawing 17]

図16のフィルタの通過特性を示す図



[Drawing 21]

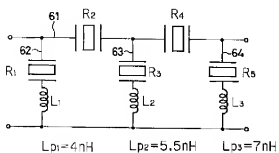
本発明の弾性表面波フィルタの第4実施例を示す図



[Drawing 23]

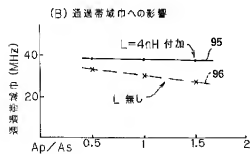
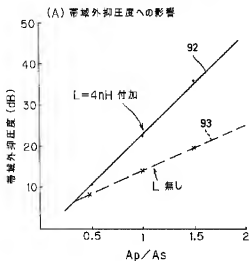
本発明の弾性表面波フィルタの第5実施例を示す図

120



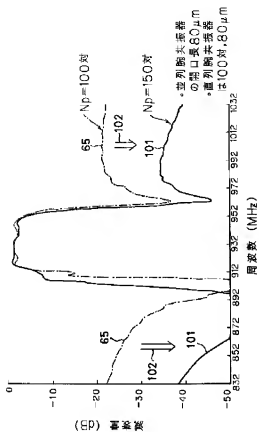
[Drawing 18]

並列共振器の開口長(A_p)と直列共振器の開口長(A_s)の比(A_p/A_s)の増大効果を示す図



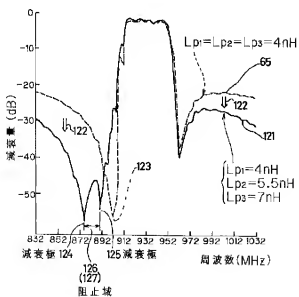
[Drawing 20]

図19のフィルタの通過特性を示す図



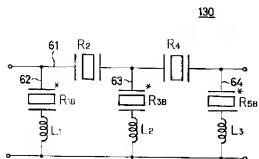
[Drawing 24]

図23のフィルタの通過特性を示す図



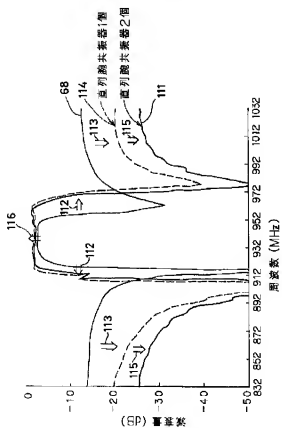
[Drawing 25]

本発明の弾性表面波フィルタの第6実施例の
回路図



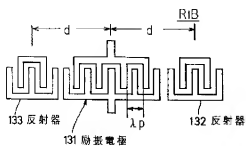
[Drawing 22]

図21のフィルタの通過特性を示す図



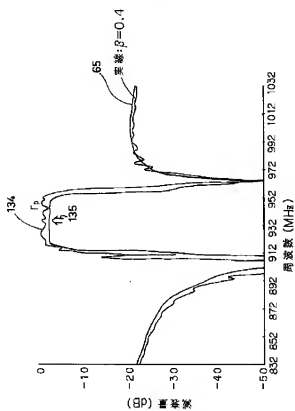
[Drawing 26]

図25中、第1の一端子対弾性表面波共振器を示す図



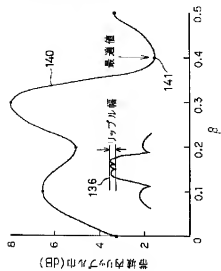
[Drawing 27]

図25のフィルタの通過特性を示す図



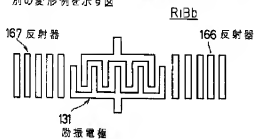
[Drawing 28]

反射器設置位置 $d=(n+\beta)\cdot\lambda$ の β による
リップル幅への影響を示す図



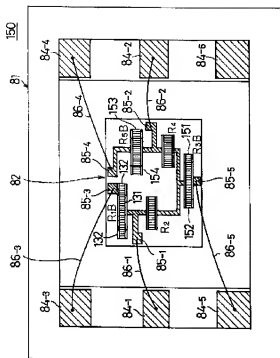
[Drawing 31]

図25中の第1の一端子対準性表面波共振器の
別の変形例を示す図



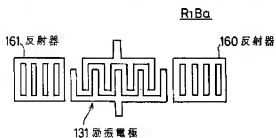
[Drawing 29]

図25の弾性表面波フィルタの構成をその蓋を取り外した状態で示す平面図



[Drawing 30]

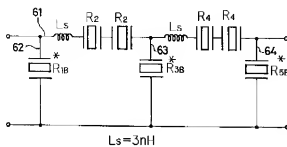
図25中の第1の一端子対弾性表面波共振器の一の変形例を示す図



[Drawing 32]

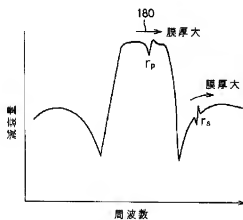
本発明の弾性表面波フィルタの第7実施例を示す図

170



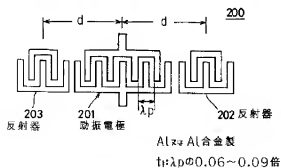
[Drawing 33]

電極膜厚(1)のリップル発生位置への効果を示す図



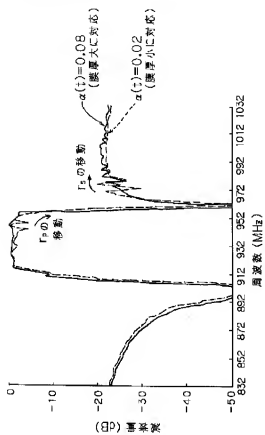
[Drawing 37]

本発明の弾性表面波フィルタの第8実施例の第1の端子対弾性表面波共振器を示す図



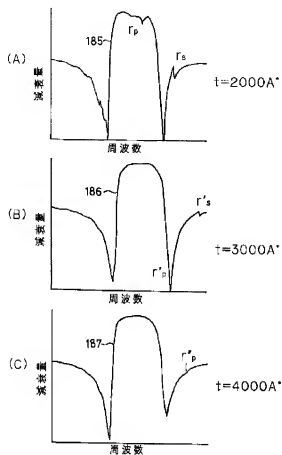
[Drawing 34]

並列共振器の反射器によるリップル(r_p)が高周波側減衰極へ落ちたときの状態($\alpha(t)=0.08$ の時)を示す図



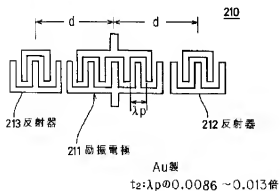
[Drawing 35]

共振型フィルタの通過特性の膜厚依存性を示す図



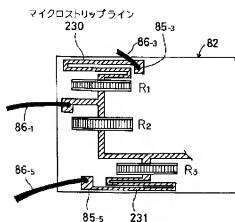
[Drawing 39]

本発明の弾性表面波フィルタの第8実施例の第1の一端子対弾性表面波共振器の変形例を示す図



[Drawing 41]

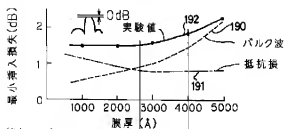
図1]の弾性表面波フィルタのインダクタンスを実現する更に別の例を示す図



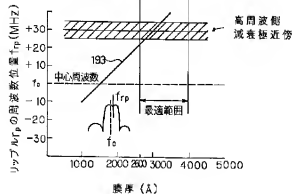
[Drawing 36]

挿入損及びリップル発生位置の
膜厚依存性の実験の結果を示す図

(A) 挿入損失

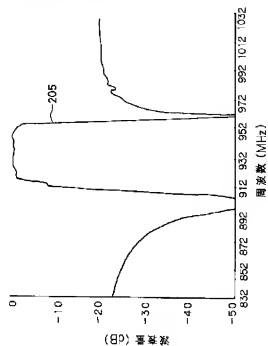


(B) リップル r_p の発生位置



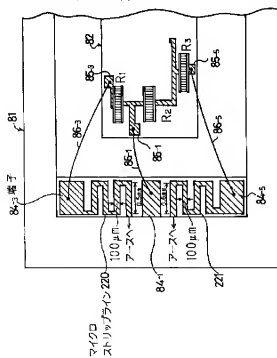
[Drawing 38]

図37の共振器を用いた弾性表面波フィルタの
通過特性を示す図



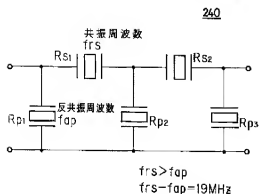
[Drawing 40]

図11の弾性表面波フィルタのインダクタンスを實現
する別の例を示す図



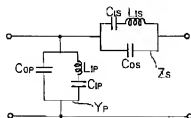
[Drawing 42]

本発明の弾性表面波フィルタの第1実施例の回路図



[Drawing 49]

図42の回路の一部をLとCの等価回路表示した図

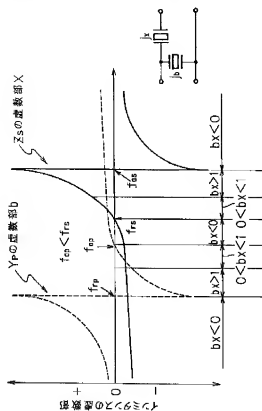


[Drawing 43]

[illegible]

[Drawing 44]

$f_{ap} < f_{rs}$ としたときの弾性表面波共振器のインミタンス特性を示す図

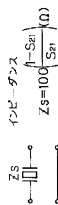


[Drawing 46]

弾性表面波共振器の特性測定法
を説明する図

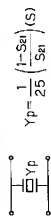
(A) 直列回路を構成する弾性表面波共振器の

インピーダンス測定



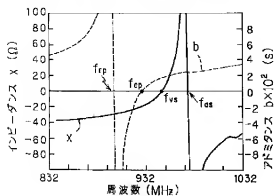
(B) 並列回路を構成する弾性表面波共振器の

アドミタンス測定



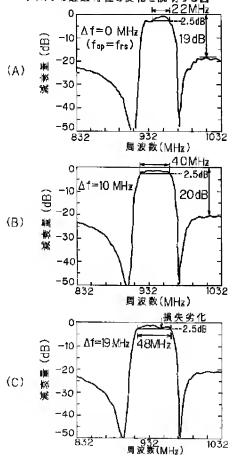
[Drawing 47]

並列共振及び直列共振の各弾性表面波共振器のアドミタンス及びインピーダンスの特性を示す図



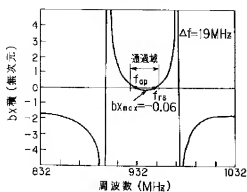
[Drawing 45]

$\Delta f = f_{rs} - f_{rp}$ を零から増加させたときの等子型フィルタの透過特性の変化を説明する図



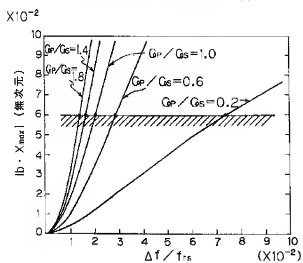
[Drawing 48]

bX 値の周波数依存性を示す図



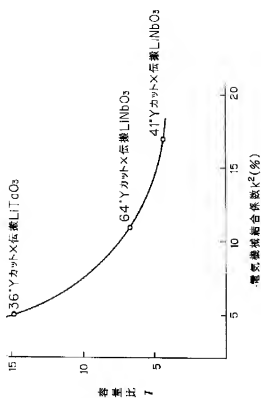
[Drawing 50]

bX_{max} と $\Delta f / f_{rs}$ との関係を示す図



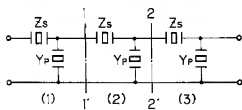
[Drawing 51]

K^2 と f との関係を示す図



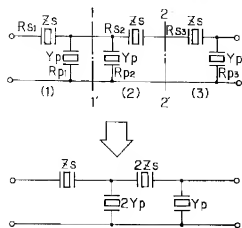
[Drawing 62]

従来の弾性表面波フィルタの回路図



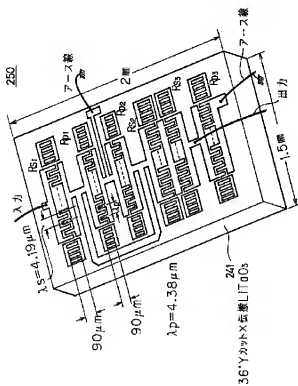
[Drawing 52]

本発明の弾性表面波フィルタの第12実施例の回路図



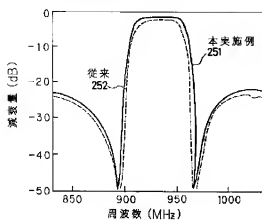
[Drawing 53]

図52の回路を具体化した構成を示す図



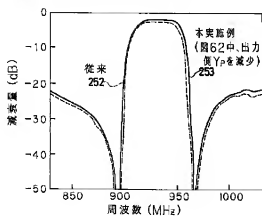
[Drawing 54]

図53の弾性表面波フィルタの特性を示す図



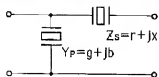
[Drawing 55]

図62のフィルタ中、出力側 Y_P を減少させた場合の特性を示す図



[Drawing 68]

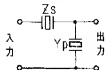
並列腕と直列腕に共振周波数の異なる弾性表面波共振器を配置した梯子型フィルタ回路を示す図



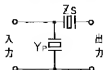
[Drawing 56]

1個ずつの彈性表面波共振器を梯子型にした
単位区間の回路図

(A)入力側に直列腕が
くるタイプ



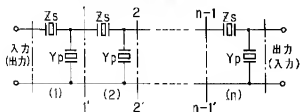
(B)入力側に並列腕が
くるタイプ



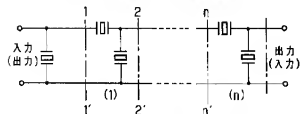
[Drawing 57]

図56の単位区間を多段(n 段)に接続してなる
回路の回路図

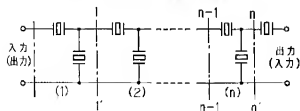
(A)入出力のどちらか一方が並列腕で
他方が直列腕の場合



(B)入出力の両方共に並列腕の場合

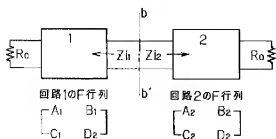


(C)入出力の両方共に直列腕の場合



[Drawing 58]

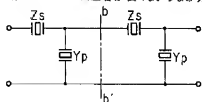
二つの4端子回路の接続とその境界を示す図



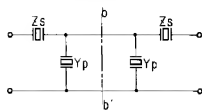
[Drawing 59]

単位区間同士の接合を示す図

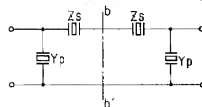
(A)インピーダンス整合が良くないつなぎ方



(B)インピーダンス整合のとれたつなぎ方(1)

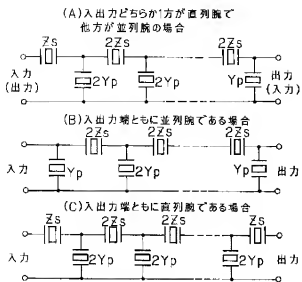


(C)インピーダンス整合のとれたつなぎ方(2)



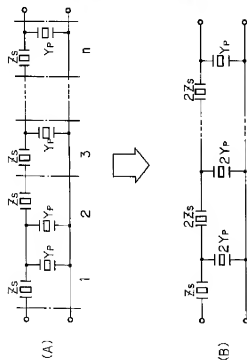
[Drawing 61]

本実施例の梯子型回路の構成方法を説明する図



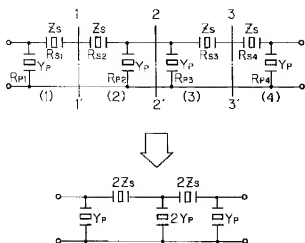
[Drawing 60]

n(>2)段に単位区間を接続する方法を説明する図



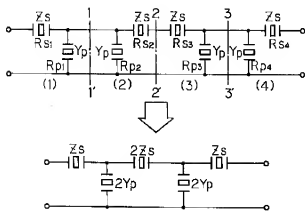
[Drawing 63]

本発明の弾性表面波フィルタの第13実施例の回路図



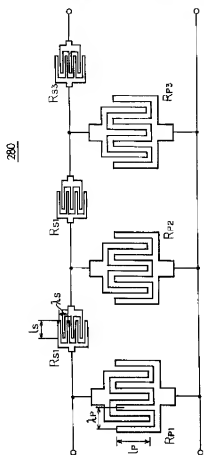
[Drawing 64]

本発明の弾性表面波フィルタの第14実施例の回路図



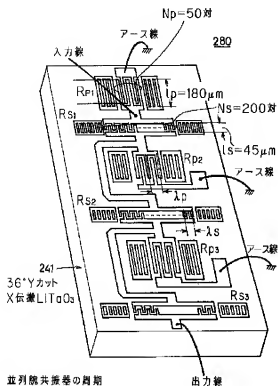
[Drawing 65]

本発明の弾性表面波フィルタの第15実施例の回路図



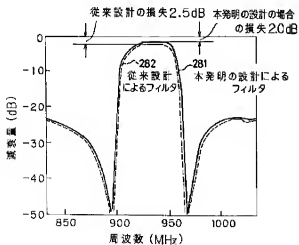
[Drawing 66]

図65の回路を具体化した構成を示す図



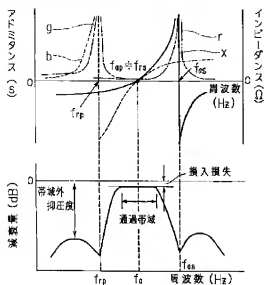
[Drawing 67]

図66のフィルタの特性を示す図



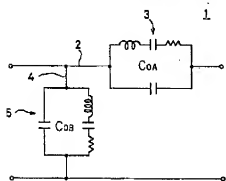
[Drawing 69]

並列共振器のアドミタンス(Y_p)の周波数特性及び直列共振器のインピーダンス(Z_s)の周波数特性を対応させて示す図



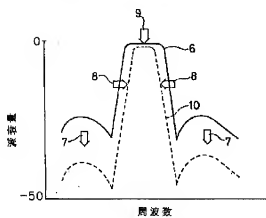
[Drawing 70]

従来の弾性表面波フィルタの例を示す図



[Drawing 71]

図 10 物フィルタの通過特性を示す図



[Translation done.]

特開平10-93375

(43)公開日 平成10年(1998) 4月10日

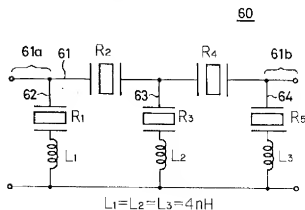
(51)Int.Cl. ⁶	識別記号	F I		
H 0 3 H 9/145		H 0 3 H 9/145		C
				D
9/64		9/64		Z
審査請求 有 請求項の数 3 O L (全 34 頁)				
(21)出願番号 特願平9-179936		(71)出願人 000005223		
(62)分割の表示 特願平4-32270の分割		富士通株式会社		
(22)出願日 平成4年(1992)2月19日		神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号		
(31)優先権主張番号 特願平3-281694		(72)発明者 佐藤 良夫		
(32)優先日 平3(1991)10月28日		神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地		
(33)優先権主張国 日本(J P)		富士通株式会社内		
		(72)発明者 伊形 理		
		神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地		
		富士通株式会社内		
		(74)代理人 弁理士 伊東 忠彦		
最終頁に続く				

(54)【発明の名称】 弾性表面波フィルタ

(57)【要約】

【課題】 本発明は梯子型の弾性表面波フィルタに関し、通過帯域幅の拡大と通過帯域外の抑圧度の向上とを同時に達成できる弾性表面波フィルタを提供することを目的とする。

【解決手段】 所定の共振周波数を有する第1の一端子対弾性表面波共振器を並列腕に、該第1の共振器の反共振周波数に略一致する共振周波数をもつ第2の一端子対弾性表面波共振器を直列腕に配してなる梯子型の弾性表面波フィルタにおいて、該第1の弾性表面波共振器(R₁:B)に直列にインダクタンス(L₁)を付加し、且つ該第1の弾性表面波共振器を、中央の励振電極(131)とこの両側の反射器(132, 133)とよりなり、該反射器を、これと該励振電極との中心間距離をd = (n + β) · λ (ここでnは整数、βは1以下の実数、λは共振周波数に対応した楕円電極の周期)とするとき、βが実質上0.4となる位置に配し、かつ該励振電極は、電極周期の0.06倍以下の膜厚を有する構成とした。

本発明の弾性表面波フィルタの
第1実施例の回路図

【特許請求の範囲】

【請求項1】 所定の共振周波数を有する第1の一端子対弾性表面波共振器を並列腕に、該第1の共振器の反共振周波数に略一致する共振周波数をもつ第2の一端子対弾性表面波共振器を直列腕に配してなる梯子型の弾性表面波フィルタにおいて、
 該第1の弾性表面波共振器 (R_1 B) に直列にインダクタンス (L_1) を付加し、
 且つ該第1の弾性表面波共振器を、中央の励振電極 (131) とこの両側の反射器 (132, 133) とよりなり、該反射器を、これと該励振電極との中心間距離を $d = (n + \beta) \cdot \lambda$ (ここで n は整数、 β は1以下の実数、 λ は共振周波数に対応した楕形電極の周期) とするとき、 β が実質上0.4となる位置に配し、かつ該励振電極は、電極周期の0.06倍以下の膜厚を有する構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項2】 並列腕に形成された第1の一端子対弾性表面波共振器が、その両側に同じ電極材料で形成された反射器を有し、該第1の弾性表面波共振器を構成する励振電極及び反射器を、
 材料がA1製又は重量比で数%異種金属を混ぜたA1合金製であり、
 膜厚が電極周期の0.06~0.09倍である構成としたことを特徴とする請求項1記載の弾性表面波フィルタ。

【請求項3】 並列腕に形成された第1の一端子対弾性表面波共振器が、その両側に同じ電極材料で形成された反射器を有し、該第1の弾性表面波共振器を構成する励振電極及び反射器を、
 材料がAu製であり、
 膜厚が電極周期の0.0086~0.013倍である構成としたことを特徴とする請求項1記載の弾性表面波フィルタ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は弾性表面波フィルタに係り、特に自動車電話及び携帯電話などの小型移動体無線機器のRF (高周波部) のフィルタに適用しうる梯子型の弾性表面波フィルタに関する。現在の国内の自動車・携帯電話の仕様の1例は、933.5MHzを中心として、±8.5MHzの範囲が送信帯域である。比帯域幅にすると、約2%である。

【0002】 弾性表面波フィルタは上記の仕様を満たすような特性であることが必要であり、具体的には、①通過帯域幅が比帯域幅にして2%以上と広いこと、②損失が1.5~2dB以下と低いこと、③抑圧度が20dB~30dB以上と高いことが必要とされる。この要求を満たすため、弾性表面波フィルタは、従来のトランスバーサル型に代わって、弾性表面波素子を共振器として用い、これを梯子型に構成した共振器型が希望視されてい

る。

【0003】

【従来の技術】 図70は、特開昭52-19044号に記載されている弾性表面波フィルタ1の等価回路を示す。このフィルタ1は、直列腕2に弾性表面波共振器3を配置し、並列腕4に弾性表面波共振器5を配置し、且つ並列腕4の共振器5の等価並列容量 C_{0B} を直列腕2の共振器3の等価並列容量 C_{0A} より大とした構成である。

【0004】 このフィルタ1は、図71に線6で示す特性を有する。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】 上記のフィルタ1において、後述するように等価並列容量 C_{0B} を大とすると、矢印7で示すように抑圧度を高めることができる。しかし、この容量 C_{0B} を増やすと、矢印8で示すように通過帯域幅が狭くなり、且つ矢印9で示すように損失が増え、特性は線10で示す如くになってしまう。

【0006】 抑圧度を20dB以上としようとする、通過帯域幅は比帯域幅にして1%以下となってしまう、上記の自動車携帯電話の仕様を満たすことができなくなってしまう。そこで、本発明は、通過帯域幅の拡大と通過帯域外の抑圧度の向上とを同時に達成することができ、弾性表面波フィルタを提供することを目的とする。

【0007】

【課題を解決するための手段】 請求項1に記載の発明は、所定の共振周波数を有する第1の一端子対弾性表面波共振器を並列腕に、該第1の共振器の反共振周波数に略一致する共振周波数をもつ第2の一端子対弾性表面波共振器を直列腕に配してなる梯子型の弾性表面波フィルタにおいて、該第1の弾性表面波共振器 (R_1 B) に直列にインダクタンス (L_1) を付加し、且つ該第1の弾性表面波共振器を、中央の励振電極 (131) とこの両側の反射器 (132, 133) とよりなり、該反射器を、これと該励振電極との中心間距離を $d = (n + \beta) \cdot \lambda$ (ここで n は整数、 β は1以下の実数、 λ は共振周波数に対応した楕形電極の周期) とするとき、 β が実質上0.4となる位置に配し、かつ該励振電極は、電極周期の0.06倍以下の膜厚を有する構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタである。

【0008】 請求項2に記載の発明は、請求項1において、並列腕に形成された第1の一端子対弾性表面波共振器が、その両側に同じ電極材料で形成された反射器を有し、該第1の弾性表面波共振器を構成する励振電極及び反射器を、材料がA1製又は重量比で数%異種金属を混ぜたA1合金製であり、膜厚が電極周期の0.06~0.09倍である構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタである。

【0009】 請求項3に記載の発明は、請求項1において、並列腕に形成された第1の一端子対弾性表面波共振器が、その両側に同じ電極材料で形成された反射器を有

し、該第1の弾性表面波共振器を構成する励振電極及び反射器を、材料がAu製であり、膜厚が電極周期の0.0086~0.013倍である構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタである。

【0010】

【発明の実施の形態】まず、本発明の基本原理解について説明する。図1は本発明の弾性表面波フィルタ20の原理構成を示す。21は第1の一端子弾性表面波共振器であり、所定の共振周波数 f_{r1} を有し、並列腕22に配してある。23は第2の一端子弾性表面波共振器であり、第1の共振器21の反共振周波数 f_{ar1} に略一致する共振周波数 f_{r2} を有し、直列腕24に配してある。25はインダクタンスであり、第1の共振器21に直列に付加しており、並列腕22に配してある。

【0011】一端子弾性表面波共振器を直列腕と並列腕にもつ回路がフィルタ特性を有する原理は次の通りである。この原理については、本特許の原理説明にも必

$$\exp(\gamma) = \sqrt{V_1 \cdot I_1 / V_2 \cdot I_2} \quad \dots (1)$$

【0015】で定義されるイメージ伝送量 γ (複素数)

が、重要な意味を持つ。即ち、

$$\tanh(\gamma) = \tanh(\alpha + j\beta) = \sqrt{(B \times C) \times (A \times D)} \quad \dots (2)$$

【0017】の式において、この式で表される値が虚数であれば図2の二端子対回路全体は通過特性を示し、実数であれば減衰特性を示す。ここに、A、B、C、Dの記号は図2の回路全体をF行列で表した時の四端子定数であり、それぞれを前述のx、bで表すと以下のようになる。

A=1

$$\tanh(\gamma) = \sqrt{bx / (bx - 1)} \quad \dots (4)$$

【0019】(4)式より、 $0 < bx < 1$ 、即ちbとxが同符号で小さな値の時、図2の回路全体は通過特性を示し、 $bx < 0$ または $bx > 1$ の時、即ちbとxが異符号またはbx積が大きな値の時、減衰特性を示すことが分かる。ここでさらにbとxの周波数特性を定性的に知るために、弾性表面波共振器のインピーダンス及びアドミタンスの周波数特性を調べる。

【0020】一端子弾性表面波共振器は図3(A)に示されるような櫛形電極40で構成される(日経エレクトロニクス誌1976年11月29日号のP. 76~P. 98に記載)。41は電極対で、42は開口長(交差幅)、43は櫛形電極周期である。この櫛形電極は抵抗成分を無視すると一般に図3(B)に示されるような等価回路45で表される。ここに C_0 は櫛形電極の静電容量、 C_1 、 L_1 は等価定数である。

【0021】この等価回路45を、以下、図3(C)に示す記号46で表わす。図4(A)(B)は夫々櫛形電極を図3(b)のような等価回路で表した時のインピーダンス及びアドミタンスの周波数依存性を定性的に示

要であるため、ここで詳しくのべる。共振回路がフィルタ特性を示すか否かを評価するには、イメージパラメータによる方法が理解し易い。この方法は柳沢等による「フィルタの理論と設計」(産報出版:エレクトロニクス選書, 1974年発行)に詳しく述べられている。

【0012】以下これを基にして原理を述べる。フィルタ特性を示す基本的な梯子型回路を図2に示す。同図において斜線のブラックボックスが弾性表面波共振器30, 31である。今、説明の簡略化のため、弾性表面波共振器を抵抗成分のないリアクタンス回路であると仮定し、直列腕の共振器30のインピーダンスを $Z = jx$ 、並列腕の共振器31のアドミタンスを $Y = jb$ とする。

【0013】イメージパラメータ法によれば、入力側電圧・電流をそれぞれ V_1 、 I_1 、出力側を V_2 、 I_2 とすると(図2参照)、

【0014】

【数1】

$$\exp(\gamma) = \sqrt{V_1 \cdot I_1 / V_2 \cdot I_2} \quad \dots (1)$$

【0016】

【数2】

B = jx

C = jb

D = 1 - bx $\dots (3)$

従って、(2)式は、次式になる。

【0018】

【数3】

す。同図の特性は水晶による共振器と同様に2つの共振周波数 f_r 、 f_a をもつ2重共振特性となる。ここで f_r を共振周波数、 f_a を反共振周波数と呼ぶ。このような2重共振特性をもつ共振器をそれぞれ直列腕及び並列腕に配置し、さらに並列腕の反共振周波数 f_{ar} を直列腕の共振周波数 f_{rs} に略一致させると、それを中心周波数とするバンドパス型のフィルタ特性を示す回路を構成できる。その理由は、図5(A)のインピーダンスの周波数特性の図にも示したように、 $f_{ar} \approx f_{rs}$ である中心周波数近傍では、 $0 < bx < 1$ が満たされた前述の条件から通過域となり、中心周波数から少し離れた周波数領域では $bx > 1$ 、大きく離れた領域では $bx < 0$ となり共に減衰域となるからである。

【0022】従って、図1に示す構成の弾性表面波フィルタ1は、図5(B)中線47で示すフィルタ特性を定性的に有する。

〔通過帯域幅決定要因〕次に、このような共振器型弾性表面波フィルタにおけるバンド幅決定要因を考察する。

【0023】図5からも分かるようにバンド幅は主にそ

れぞれの共振器における共振周波数 f_r と反共振周波数 f_a との差で決定されている。この差が大きくとればバンド幅は広く広帯域となり、小さければ狭帯域となる。ここで f_r , f_a は図3(B)の等価回路定数を使

$$f_r = 1 / (2 \cdot \pi \sqrt{C_1 \times L_1}) \quad \dots (5)$$

$$f_a = f_r \cdot \sqrt{(1 + 1/\gamma)} \quad \dots (6)$$

$$\gamma = C_0 / C_1 : \text{容量比} \quad \dots (7)$$

【0025】比帯域幅 ($\Delta f / f_0$) は主に f_r , f_a の差から決まってしまうため、(6), (7) 式を使

$$\Delta f / f_0 = 2 (f_a - f_r) / (f_a + f_r)$$

$$\approx 2 / (4\gamma + 1) \quad \dots (8)$$

上式から明らかに γ (容量比) が比帯域幅を決める重要な因子となる。しかし、この値は特開昭52-19044号公報にも記載されているように、梯形電極を形成する基板材料の種類によりほぼ決まってしまう。例えば材料の電気機械結合係数が小さなSTカット水晶では、 γ は1300以上となるのに対し、電気機械結合係数が大きな36° Y-cut-x伝播LiTaO₃ では、 γ は15位の値になる。比帯域幅は(8)式より、STカット水晶では0.04%、36° Y-cut-x伝播LiTaO₃ では3.3%となる。従って、基板材料が決まれば帯域幅はほぼ決定してしまう。

【0026】そして、帯域外抑圧度を高めるため、特開昭52-19044号に記載されているように、等価並列容量 C_0 を大とすると、帯域幅はどんどん狭くなってしまふ。これを図6を使って詳しく説明する。前述の原理説明からも明らかに並列共振器の f_r と f_a を固定したまま、アドミタンス値を大きくしていくと(アドミタンス値を増加するには γ を一定にしたまま梯形電極の開口長または対数を増やして静電容量 C_0 を大きくしていく)、図6(A)に示すように帯域外では $b \times$ 積が負で増加するため減衰量は増え特性は良くなるが、中心周波数の近傍では $b \times$ 積が正で増加するため $b \times > 1$ の領域が広がり、結果として $0 < b \times < 1$ なる通過域が狭まって帯域が十分取れなくなる。この様子を図6(B)中の矢印で表す。

【0027】〔通過帯域幅の改善〕以上の点を解決する一つの手段として、①直列腕の共振器が若しくは並列腕の共振器かどちらかすくなくとも一方の共振器の f_r と f_a との差を広げ、かつ②そのインピーダンス値若しくはアドミタンス値を大きくするという2つの条件を満たすことが必要である。インピーダンス値やアドミタンス値を大きくする理由は、帯域外減衰量を大きくするためである。これが実現できれば、通過帯域を広げつつ若しくは狭くすることなく、帯域外減衰量を改善できることになる。

【0028】まず、①の条件である共振器の f_r , f_a の差を広げる方法としては、一端子対弾性表面波共振器に直列にインダクタンス L を付加する方法が有効であ

って次式から決定できる。

【0024】

【数4】

い次式のように表される。

る。図7(A), (B)に一端子対弾性表面波共振器に直列に L として $8nH$ を接続した時のインピーダンス及びアドミタンスの周波数変化を示す。計算に用いた弾性表面波共振器の等価回路の各定数は同図に示す。

【0029】図7(A)中、線50は、 L を付加する前のインピーダンス特性を示す。線51は、 L を付加した後のインピーダンス特性を示す。図7(B)、線52は L を付加する前のアドミタンス特性を示す。線53は、 L を付加した後のアドミタンス特性を示す。図7(A)より、 L を付加することによって f_r と f_a の間隔は広がっていることが分かる。この場合では約30MHz拡大した。この理由は、同図(A)のインピーダンスの周波数特性から明らかに、直列に L が加わることににより元の共振器だけのインピーダンスが+側へ、 ωL だけ引上げられる結果、 f_r が f_r' へと変化したためである。この時 f_a はほとんど動かない。インピーダンスの逆数であるアドミタンスも同じ理由から同図(A)に示すように変化する。この場合も、 f_r が f_r' へと変化していることが明確にわかる。

【0030】次に②の条件であるが、アドミタンス値は図7(B)からも明らかにように L を付加することで大きくなっている。しかし、インピーダンス値は図7(A)に示すように帯域外では逆に小さくなっている。従って、直列腕の共振器回路にこの方法を適用する場合にはインピーダンス値を大きくする方法が更に必要とする。それには直列に複数個の同じ弾性表面波共振器を接続することにより解決できる。

【0031】図8中、線54は、一つの共振器のインピーダンス特性を示す。線56は、 n 個の共振器を直列に接続した場合の共振部分のインピーダンス特性を示す。図8に示すように、 n 個の共振器を接続することにより共振器部のインピーダンス値は n 倍になる。一方 f_a と f_r の差については、 L を繋いだ時の共振周波数の値が f_r と、1個の共振器の場合の f_r' よりやや狭くなるものの、 L を繋がない時よりも f_a と f_r の差は大きくとれる。もし必要であれば L の値を増やすことにより f_a と f_r の差はさらに大きくなる。

【0032】通過帯域幅を拡大する2つ目の手段とし

て、図44に示すように並列共振器の反共振周波数 f_{ap} と直列共振周波数 f_{rs} を略一致させるのではなく、 $f_{rs} > f_{ap}$ とする方法が考えられる。但し、 $f_{rs} > f_{ap}$ とした場合、図44にも示すように中心周波数近傍で $b_{x<0}$ となつて、前述の通過域条件を満たさなくなり、損失とリップルが増加する危険がある。

【0033】しかし、 $f_{rs} - f_{ap} = \Delta f$ として Δf の大きさを制御することで、実質上、損失増加、並びにリップル増加を防いで通過帯域の拡大を実現することが可能である。また、 Δf の拡大により、帯域外抑圧度の改善も同時に実現することができる。詳細は実施例11で後述する。

【0034】以下、本発明の内容を具体的な実施例により説明する。実施例はほとんどシミュレーションにより行った。そこで、まず本発明に用いたシミュレーションについて簡単に述べるとともに、シミュレーションの正当性を証明するために、実験との比較を示す。図3

(B)に示した等価回路は一端子対弾性表面波共振器の特性を簡略にシミュレーションできるが、共振器を構成する楔形電極の対数、開口長、電極膜厚などの変化並びに反射器の効果等を正確にシミュレーションすることが難しい。そこで発明者等が既に開発したところのスミスの等価回路を基本にこれを転送行列で表す方法を用い、共振器へ応用した(0.Iketa et al.:1990 ULTRASONIC SYMPOSIUM Proceedings, vol.1, pp83-86, (1990).を参照、これを文献(1)とする。)

【0035】図9(A)は並列腕に一端子対弾性表面波共振器を配した場合の、シミュレーションの結果を示す。図9(B)は、並列腕に、材料がAl-2%Cu、膜厚が1600Åの楔形電極よりなる一端子対弾性表面波共振器を配し、更にこの共振器に長さ3mmのボンディングワイヤ($L=1.5$ nH)を接続した場合の、実験の結果を示す。

【0036】図9(A)、(B)を比較するに、開口長変化による共振点(図中 f_{r1} 、 f_{r2} 、 f_{r3} で示した)の動きや共振点近傍での減衰量について、実験値と計算値が良く一致していることが分かる。図10(A)は、直列腕に共振器を配した場合の、シミュレーションの結果を示す。後述する実験で用いたボンディングパッドがやや大きかったため、シミュレーションでは、その浮遊容量として、0.5 pFのコンデンサを考慮している。

【0037】図10(B)は、直列腕に共振器を接続した場合の実験の結果を示す。図10(A)、(B)を比較するに、反共振周波数 f_{a1} 、 f_{a2} 、 f_{a3} が開口長に依存しない点や、反共振周波数近傍での減衰量の変化などが実験と良く一致していることがわかる。従って、これらを組み合わせた特長も実験と良く一致することは明らかであり、以降の実施例はシミュレーションで行った。

【0038】〔実施例1〕図11は、本発明の第1実施例になる弾性表面波フィルタ60を示す。現在、国内の自動車・携帯電話の仕様のため1つの例をあげると、933.5 MHzを中心周波数として、 ± 8.5 MHzの範囲が移動機器の送信帯域で、そこから -5 MHz離れた878.5 MHzを中心周波数として、 ± 8.5 MHzの範囲が受信帯域という仕様が一般的。

【0039】本実施例は、上記の移動機器の送信側フィルタに適するように設計してある。後述する他の実施例も同様である。直列腕61に一端子対弾性表面波共振器 R_2 及び R_4 が配してある。並列腕62、63、64に夫々一端子対弾性表面波共振器 R_1 、 R_3 、 R_5 が配してある。

【0040】 L_1 、 L_2 、 L_3 はインダクタンスであり、夫々共振器 R_1 、 R_3 、 R_5 と接続して並列腕62、63、64に配してある。共振器 $R_1 \sim R_5$ は、図3(A)に示す楔形電極構造を有する。対数は100、開口長は80 μ mである。材料はAl-2%Cuであり、膜厚は3,000 Åである。

【0041】また、楔形電極の周期が適宜定めてあり、並列腕62、63、64中の各共振器 R_1 、 R_3 、 R_5 の共振周波数は912 MHz、反共振周波数は934 MHzとしてある。直列腕61中の各共振器 R_2 、 R_4 の共振周波数は934 MHz、反共振周波数は962 MHzとしてある。

【0042】インダクタンス L_1 、 L_2 、 L_3 は共に4 nHである。上記構成の弾性表面波フィルタ60は、図12中、線65で示す通過特性を有する。インダクタンス L が2 nH、6 nHの場合、図11のフィルタ60の通過特性は、夫々図12中、線66、67で示す如くなる。

【0043】図12に基づいて、通過帯域幅に対するL依存性を表わすと、図13(A)の線70で示す如くなる。ここで、最小挿入損失から-3 dB下がった減衰量のレベルにおける周波数幅を、通過帯域幅とした。同様に、図12に基づいて、通常帯域外抑圧度に対するL依存性を表わすと、図13(B)の線71で示す如くなる。

【0044】図12より分かるように、Lをあまり大きくすると、中心周波数から5 MHz低周波数側の抑圧領域が充分とれなくなってしまう。そこで、Lを上記のように4 nHとしてある。なお、Lの値は、フィルタの仕様に応じて適宜に選択されるものである。図70に示す従来構成のフィルタ1の通過特性は、図12中線68で示す如くなる。

【0045】図12中、本実施例のフィルタ60の通過特性(線65)を従来フィルタの通過特性(線68)と比較すると、本実施例のフィルタ60は、従来フィルタに比べて、矢印75で示すように通過帯域幅が広く、矢印76で示すように通過帯域外の抑圧度が高く、

しかも矢印77で示すように損失が低いことが分かる。図14及び図15は、図11の弾性表面波フィルタ60を実現した弾性表面波フィルタ装置80を示す。

【0046】81はセラミックパッケージ、82はフィルタチップ、83はアースとして機能する蓋である。セラミックパッケージ81はアルミナセラミック製であり、サイズは5.5×4mm²の高さが1.5mmと小さい。このセラミックパッケージ81にはAu製の電極端子84₋₁～84₋₆が形成してある。

【0047】フィルタチップ82は、LiTaO₃製であり、サイズは2×1.5mm²の厚さが0.5mmである。このフィルタチップ82の表面に、対数が100、開口長が80μm、材料がA1-2%Cu、膜厚が3、000Åの楕円電極構造を有する共振器R₁～R₆が、互いに弾性表面波の伝播路を共有しないように、ずらして配置してある。

【0048】またフィルタチップ82の表面には、ボンディング用端子としての、二つの信号線用端子85₋₁、85₋₂及び三つのアース用端子85₋₃、85₋₄、85₋₅が形成してある。86₋₁～86₋₆はボンディングワイヤであり、A1又はAu製であり、径が25μmφであり、夫々端子84₋₁～84₋₆と端子85₋₁～85₋₆とにボンディングされて接続してある。

【0049】このうち、ワイヤ86₋₁、86₋₂は夫々図11中の直列腕61の一部61a及び61bを構成する。ワイヤ86₋₃はアース用電極端子84₋₃と85₋₃との間に接続してあり、ワイヤ86₋₄は別のアース用電極端子84₋₄と85₋₄との間に接続してあり、ワイヤ86₋₅は別のアース用電極端子84₋₅と85₋₅との間に接続してある。

【0050】このワイヤ86₋₃～86₋₅は長さが共に2.0mmと長い。このように、細くて長いワイヤは高周波の理論によれば、インダクタンスを持つ、空中リボンインダクタの理論式(倉石:理工学講座、「例題円周マイクロ波回路」東京電機大学出版局のP199に記載)によれば、上記のワイヤ86₋₃、86₋₄、86₋₅のインダクタンスは約1nHとなる。

【0051】4nHのインダクタンスを得るためにはこれでは不十分であり、後述する図40及び図41に図示するようなセラミックパッケージとフィルタチップ上のLを利用した。このようにして、図11中のインダクタンスL₁、L₂、L₃を構成する。

〔実施例2〕図16は本発明の第2実施例になる弾性表面波フィルタ90を示す。

【0052】図中、図11に示す構成部分と対応する部分に同一符号を付す。直列腕61内の共振器R₂の開口長A₅は、80μmである。並列腕62には、共振器R_{1a}とインダクタンスL₁とが直列に接続されて配してある。共振器R_{1a}は開口長A₆が120μmである。

【0053】開口長A₆は、開口長A₅より長く、開口

長A₅の1.5倍である。なお、共振器R₂及びR_{1a}の対数N_p、N_sは共に100であり、等しい。このフィルタ90は、図17中、線91で示す通過特性を有する。この通過特性を線65で示す図11のフィルタ60の通過特性と比較すると、通過帯域幅を変えずに、矢印92で示すように、通過帯域外抑圧度が改善されていることが分かる。

【0054】図18は、図16の構成のフィルタの通過特性の開口長依存性を示す。同図(A)は、図16に示すようにLが付加されている場合、図42に示すようにLが付加されていない場合において、夫々の直列腕共振器の開口長(A₅)に対する並列腕共振器の開口長(A₆)の比A₆/A₅と、帯域外抑圧度の関係を示す。

【0055】帯域外抑圧度は、4nHのインダクタンスLが付加されている場合には、線92で示す如くになり、インダクタンスLが付加されていない場合には、線93で示す如くなる。また、図18(B)は、A₆/A₅と通過帯域幅との関係を示す。通過帯域幅は、4nHのインダクタンスLが付加されている場合には、線95で示す如くになり、インダクタンスLが付加されていない場合には、線96で示す如くなる。

【0056】図18(A)、(B)より、以下のことが分かる。

①並列腕62内の共振器R_{1a}の開口長A₆を直列腕61内の共振器R₂の開口長A₅より長くすることにより、帯域外抑圧度が増える。

②並列腕62にインダクタンスL₁を付加することにより、インダクタンスを有しない場合に比べて、共振器R_{1a}の開口長A₆の増大の効果が大きくなり、しかも帯域幅の劣化も殆ど無い。

【0057】以上のことから、上記実施例のフィルタ90は、図11のフィルタ60に比べて、通過帯域幅は何ら狭くせずに、通過帯域外抑圧度が増えた通過特性を有することが分かる。

〔実施例3〕図19は本発明の第3実施例による弾性表面波フィルタ100を示す。

【0058】図中、図11及び図16に示す構成部分と対応する部分には同一符号を付す。直列腕61の共振器R₂の対数N_pは100である。並列腕62には、共振器R_{1b}とインダクタンスL₁とが直列に接続されて配してある。共振器R_{1b}は、対数N_pが150であり、上記の共振器R₂の対数N_sよりも多く、その1.5倍である。

【0059】なお、共振器R₂及びR_{1a}の開口長A₅、A₆は共に80μmであり、等しい。このフィルタ100は、図20中、線101で示す通過特性を有する。この通過特性を、線65で示す図11のフィルタ60の通過特性と比較すると、通過帯域幅を狭めることなく、矢印102で示すように、通過帯域外抑圧度が改善されていることが分かる。

【0060】また、図17中線91で示す図16のフィルタ90の通過特性と比較すると、損失劣化が少ないことが分かる。従って、本実施例のフィルタ100は、図11のフィルタ11に比べて、通過帯域幅を狭くせず、通過帯域外抑圧度が増し、且つ図16のフィルタ90に比べて、損失劣化が少ない通過特性を有する。

【0061】〔実施例4〕図21は本発明の第4実施例になる弾性表面波フィルタ110を示す。本実施例は、直列腕の共振回路の反共振周波数 f_2 と共振周波数 f_1 との差を拡大することによって通過特性を改善したものである。図中、図11に示す構成部分と対応する部分には同一符号を付す。

【0062】直列腕61のうち、並列腕62、63の間の部分に同じ共振器 R_2 が二つ直列に接続され、更にこれに直列に3nHのインダクタンス L_2 が付加してある。同じく、直列腕61のうち、並列腕63、64の間の部分に、同じ共振器 R_4 が二つ直列に接続され、更に、これに直列に3nHのインダクタンス L_4 が付加してある。

【0063】並列腕62には、一つの共振器 R_1 位置だけが配してある。同じく、並列腕63には、一の共振器 R_2 だけが配してある。同様に、並列腕64には、一の共振器 R_4 だけが配してある。このフィルタ110は、図22中、線111で示す通過特性を有する。ここで、インダクタンス L_2 及び一の共振器 R_2 、 R_4 の付加の効果について説明する。

【0064】図21のフィルタ110より、インダクタンス L_2 と一の共振器 R_2 、 R_4 とを削除すると、図42に示す従来のフィルタ1と同じになる。この状態の通過特性は、線68（図12参照）で示す如くである。上記インダクタンス L_2 を追加すると、矢印112で示すように通過帯域幅が拡大すると共に、矢印113で示すように帯域外抑圧度が増えた。特に通過帯域幅についてみると、特に高周波数側への拡大が大きく、高周波数側に約15MHz帯域幅が拡大した。通過特性は、線114で示すごとくなった。

【0065】この状態では、帯域外抑圧度は十分でない。そこで一の共振器 R_2 、 R_4 を追加した。この一の共振器 R_2 、 R_4 を追加すると、通過帯域幅を狭めることなく、矢印115で示すように、帯域外抑圧度が約5dB改善され、線111で示す通過特性となった。

【0066】線111を線68と比較するに、矢印116で示すように損失も従来に比べて改善されている。なお、直列腕61の共振器 R_2 、 R_4 は夫々3個以上でもよい。また、図21中二点鎖線で示すように、並列腕62〜64に、インダクタンスを挿入してもよい。

【0067】〔実施例5〕図21は本発明の第5実施例になる弾性表面波フィルタ120を示す。図中、図11に示す構成部分と同一部分には同一符号を付し、その説明は省略する。並列腕62のインダクタンス L_2 のイン

ダクタンス値は4nHである。

【0068】別の並列腕63のインダクタンス L_3 のインダクタンス値は5.5nHである。更に別の並列腕64のインダクタンス L_4 のインダクタンス値は7nHである。このように、各並列腕62〜64のインダクタンス $L_1 \sim L_4$ のインダクタンス値を異ならしめることによって、フィルタ120は、図24中、線121で示す通過特性となる。

【0069】ここで、インダクタンス $L_1 \sim L_4$ のインダクタンス値が全て4nHと等しい図11のフィルタ60の通過特性と比較してみる。このフィルタ60は、図24中、線65で示す通過特性（図12参照）を有する。本実施例のフィルタ120の通過特性は、上記フィルタ60の通過特性に比べて、通過帯域幅を何ら狭めることなく、矢印122で示すように通過帯域外抑圧度が高められる。

【0070】通過帯域より低周波数側についてみると、フィルタ60にあつては902MHz付近に一の減衰極123しかなかったものに対して、875MHzと892MHzの二箇所に減衰極124、125が発生している。これにより、二つの減衰極124、125との間の周波数帯域126が阻止域127となる。

【0071】〔実施例6〕図25は本発明の第6実施例になる弾性表面波フィルタ130を示す。本実施例は、損失の低下を図つたものである。図中、図11に示す構成部分と対応する部分には同一符号を付し、その説明は省略する。

【0072】並列腕62の第1の弾性表面波共振器 R_{11} は、図26に示すように励振電極131と、この両側に反射器132、133を配した構成である。反射器132、133は励振電極131と反射器132、133との中心間距離 d を次式

$$d = (n + \beta) \cdot \lambda \quad \cdots \textcircled{1}$$

（ここで、 n は適当な整数、 β は1以下の実数、 λ は共振周波数に対応した楕形電極の周期）で表わすとき、 $\beta = 0.4$ としたときの位置に配してある。

【0073】上記反射器132、133の対数は、50である。反射器を備えた共振器 R_{11} は、図25に示すように「*」を追加した記号で表す。他の並列腕63、64の共振器 R_{21} 、 R_{31} も、上記の共振器 R_{11} と同様に、反射器を備えた構成である。

【0074】上記構成のフィルタ130は、図27中線134で示す通過特性を有する。この通過特性は、図11のフィルタ60の通過特性（線65で示す）に比べて、矢印135で示すように、通常帯域の挿入損失が低減されている。ここで、リップル r_L は、図26に示すように並列腕の励振電極131の両側に反射器132、133を配置したことによって発生したものである。

【0075】ここで、反射器132、133の配設位置を上記のように定めた理由について説明する。上記①式

において、 β を0から0.5まで変化させてリップル r_p の幅への影響は、図28中線140で示す如くなる。同図中、点141がリップル幅が最小の点であり、このときの β が0.4である。

【0076】このことから、 β を0.4に定めてある。図29は、図25のフィルタ130を実現した弾性表面波フィルタ装置150を示す。図中、図14に示す構成部分と対応する部分には同一符号を付し、その説明は省略する。

【0077】132, 133, 151, 152, 153, 154は夫々反射器である。次に、第1の一端子対弾性表面波共振器の変形例について説明する。図30は一变形例を示す。この共振器 R_1 Baは、励振電極131の両側に、反射器として、電気的負荷が短絡型の楕形電極160, 161を配した構成である。

【0078】図31は、別の変形例を示す。この共振器 R_1 B₂は、励振電極131の両側に反射器として、ストリップアレイ型電極165, 166を配した構成である。

〔実施例7〕図32は本発明の第7実施例になる弾性表面波フィルタ170を示す。本実施例は、実施例6と同様に損失の低下を図ったもので、図中、図21に示す構成部分と対応する部分には同一符号を付し、その説明は

$$Q = Z_0 / Z_m = V_0 / V_m = 1 + k^2 / 2 + \alpha (t) \quad \cdots (9)$$

(V_0 , V_m : 自由表面及び電極下での音速、 k^2 : 電気機械結合係数)とし、 $\alpha(t)$ を膜厚 t に比例するパラメータとしてこれを変化させた。

【0082】こう置くときフィルタの中心周波数 f_0 は、 $f_0 = 2 f_0' / (1 + Q) \quad \cdots (10)$ となり、膜厚を増加するにつれ、音響インピーダンスの不連続がない時の中心周波数 f_0' から低周波側へ移動していくという良く知られた実験事実とも一致する。シミュレーションの結果、 $\alpha(t)$ を大きくすると、即ち電極膜厚を厚くしていくと、リップル r_p の現れる周波数位置が図33中、矢印180で示すように、通過帯域の高周波側へ移動してゆき、ついには高周波側の減衰極の式に落ちてしまうことが分かった。これを模式的に図33に示す。

【0083】なお、図33中、別のリップル r_s は、直列共振器の反射器が原因で発生するものである。図34は $\alpha(t) = 0.08$ の時、並列腕の共振器の反射器から生じるリップルが、丁度高周波側の減衰極の中に落ちている場合の通過特性を示す。従って、同図では通過帯域からリップルが消え、しかも挿入損失がかなり低減している。なお、この図では、通過帯域の中心が(10)式に従って低周波側へ移動したため、これを補正すべく、中心周波数を932MHzになるように、直列腕及び並列腕の共振器の共振周波数を15MHzだけ高周波側へシフトしている。

【0084】これを実際の膜厚との対応でみるため、チ

省略する。

【0079】フィルタ170は、図21のフィルタ110のうち、各並列腕62, 63, 64の第1の弾性表面波共振器 R_{1B} , R_{2B} , R_{3B} を夫々図26に示すように励振電極131の両側の β が0.4で定まる位置に反射器132, 133を配した構成である。このフィルタ170によれば、図28中線111で示す特性よりも、通過帯域の損失が少なく、且つリップルも抑えられた通過特性が得られる。

【0080】〔実施例8〕本実施例は、図27中のリップル r_p を取り除くことを目的としたものである。まず、前記反射器付加時に現れるリップルを効果的に取り除く手段について述べる。

【0081】発明者等は、リップルの現れ周波数位置と電極膜厚との関係をシミュレーションにより調べた。シミュレーションでは膜厚増加の効果を電極下の音響インピーダンス(Z_m)と自由表面の音響インピーダンス(Z_0)との比を大きくしていくことで置き換えた。それは文献(1)でも述べているように、電極膜厚の増加は質量が増加することであり、これはそのまま音響インピーダンスの不連続量の増加に比例すると考えられるためである従って、

リップルを試作し、その通過特性を調べた。図35(A), (B), (C)の線185, 186, 187は、夫々膜厚が2000Å, 3000Å, 4000Åの時の通過特性を対応させて示す。尚、膜厚を変えることにより中心周波数が変わるが、同図のデータはこれを補正するべく、楕形電極の周期を変え、中心周波数があまり変動しないように調整している。

【0085】図35から明らかなように、2000Åの時に帯域内に現れていた並列腕の共振器のリップル r_p 、及び帯域外の直列腕のリップル r_s が、3000Åの時には高周波側へ移動して r_p' , r_s' となり、 r_p' は高周波側の減衰極に埋もれてしまった結果、帯域内にリップルのない良好な特性となった。この結果はシミュレーションの結果と定性的に良く一致している。

【0086】しかし、膜厚を増加させた時にはシミュレーションでは計算できないバルク波による損失劣化(江知他:「LiTaO₃基板上の弾性表面波共振子とそのVTR用共振器への応用」、電子通信学会論文誌, vol. J66-C, No.1, pp23-30, 1988)と抵抗損による損失改善があり、その兼ね合いも重要な因子となる。そこで図36(A)に膜厚を変えた時の最小挿入損の変化をプロットした。

【0087】同図中、線190はバルク波による損失、線191は抵抗損による損失を示す。線192は実験値である。同図より分かるように、挿入損は2500Å位で両者の効果が均衡し、約3500Åくらいからバルク

波による損失増加が支配的になり劣化し始める。図36(B)の線193は、図26中の励振電極131と反射器132、133の膜厚を変えた場合の、リップル r_F の周波数位置の、通過帯域中心周波数 f_0 に対する変化を示す。

【0088】図36(A)、(B)を総合的に判断すると、膜厚としては、2600Å〜4000Åが帯域内にもリップルを作らず、かつ損失劣化も少ないことから適当である。これを、フィルタの中心周波数からほぼ決まる並列共振器の電極周期 λ_F (932MHzで4.4μmであり、図26参照)で規格化すると、0.06〜0.09となる。

【0089】本実施例は、上記の検討結果に基づくものである。図37は本発明の弾性表面波フィルタの第1の端子対弾性表面波共振器200を示す。同図中、201励振電極202、203は反射器であり、夫々A1製又は重量比で数%異種金属を混ぜたA1混合製であり、膜厚 t_1 は、電極周期 λ_F の0.06〜0.09倍の厚さである。

【0090】この共振器200を図25及び図32中の共振器 R_{1g} 、 R_{3g} 、 R_{5g} に適用した弾性表面波フィルタの通過特性は、図38中、線205で示す如くなり、通過帯域内にリップルは現われていない。なお、上記のA1合金製とした場合には、A1製とした場合に比べて耐電力特性が向上する。混合させる異種金属はCu、Tiなどである。

【0091】図39は、上記共振器の変形例である共振器210を示す。211は励振電極、212、213は反射器である。これらは、Au製である。質量付加効果の影響でこの現象が生じていることから、最適な膜厚値の範囲A1の密度との比で上記値より小さくなる。

【0092】A1の密度/Auの密度=2.7/18.9=0.143であるため、最適膜厚 t_2 は、0.143倍して、電極周期 λ_F の0.0086〜0.013倍の厚さとしてある。この共振器210を図25及び図32中の共振器 R_{1g} 、 R_{3g} 、 R_{5g} に適用した弾性表面波フィルタの通過特性も、図38に示す如くなり、通過帯域内にリップルは現われない。

【0093】〔実施例9〕本実施例は、図11中のインダクタンス L_1 、 L_2 、 L_3 を実現する別の例である。図40中、図14に示す構成部分と対応する部分には同一符号を付し、その説明は省略する。

【0094】220、221はジグザグ状のマイクロストリップラインであり、夫々端子84-3及び84-5より延出してセラミックパッケージ81上に形成してある。各マイクロストリップライン220、221の先端がアースと接続してある。各マイクロストリップライン220、221のパターン幅は100μm、マイクロストリップラインとアース間の長さは0.5mmである。

【0095】セラミックパッケージ81の比誘電率を9

とすると、リボンインダクタの理論式から、上記のマイクロストリップライン220、221のインダクタンス値は2nHとなる。

〔実施例10〕本実施例は、図11中のインダクタンス L_1 、 L_2 、 L_3 を実現する更に別の例である。

【0096】図41中、図14に示す構成部分と対応する部分には同一符号を付し、その説明は省略する。230、231はジグザグ状のマイクロストリップラインであり、夫々共振器 R_1 、 R_2 より延出して、フィルタチップ82上に形成してある。各マイクロストリップライン230、231の先端に、端子85-5、85-6が形成してある。

【0097】各マイクロストリップライン230、231は、厚さが3000Å、幅が60μm、全長が約2mmである。フィルタチップ(LiTaO₃)82の比誘電率を4.4とすると、マイクロストリップライン230、231のインダクタンス値は、理論式より、2.2nHとなる。

【0098】なお、インダクタンスを、ボンディングワイヤ86-3、セラミックパッケージ81上のマイクロストリップライン220、フィルタチップ82上のマイクロストリップライン230を適宜組合わせることによって形成することもできる。

〔実施例11〕図42は本発明の第1実施例による弾性表面波フィルタ240を示す。図43はこれを具体化した構成を示す。

【0099】説明の便宜上、まず本実施例の概要及び本実施例の基本構成についての説明する。

①本実施例の概要

本実施例は、直列腕の共振器の共振周波数 f_{rs} を並列腕の共振器の反共振周波数 f_{ap} より適宜高く定めて、通過帯域幅を拡大するものであり、また、 $\Delta f \equiv f_{rs} - f_{ap}$ を、通過帯域内の損失を著しく劣化させない範囲に定めた構成である。

【0100】②本実施例の基本構成

前記各実施例においては、 $f_{ap} = f_{rs}$ はフィルタの通過帯域を形成するためには必須な条件とされている。しかし、この条件を守る限り、通過帯域には上限が生じてしまう。そこで通過帯域幅を拡大するために、図44に示すように $f_{ap} < f_{rs}$ とすることを考えた。

【0101】こうすると、同図から明らかのように、 $f_{ap} < f < f_{rs}$ の範囲では $b \times < 0$ となり、前述の理論から減衰域となる恐れがある。しかし、現実には以下に述べるように $\Delta f (= f_{rs} - f_{ap})$ の大きさを制限してやれば、 $b \times$ 積の値は非常に小さい値に留まるため、減衰は起こらず、実質上通過帯域として何ら問題がないことがわかった。

【0102】図45は、 $\Delta f = f_{rs} - f_{ap}$ を零から増加していった時の梯子型フィルタの通過特性を示す。実験条件としては、圧電基板は電気機械結合係数が0.05

のLiTaO₃を、梯形電極用のA1電極は膜厚300Åの条件を用いた。電極構成は、図42に示すような並列共振器と直列共振器を梯子型に接続したものを基本構成としてこれを2段に縦続接続し、それに入力側及び出力側を対称とするための並列共振器を最後段に接続したものである。梯子型回路を多段化するの、帯域外抑圧度を実用的な値にまで高めるためである。

【0103】しかし、多段化により通過帯域内の損失も増加するため、多段化の段数は具体的なフィルタの仕様により調整する。本例は損失2dB以下、帯域外抑圧度20dB以上を実現する1つの構成例として挙げたものである。梯形電極の設計条件としては、直並列腕の共振器共に開口長が180μmで対数が50対である。直並列共振器の対数、開口長条件が等しいのでそれぞれの静電容量の比 $P=C_p/C_s$ は1である。

【0104】図45において、(A)は $\Delta f=0$ の場合、即ち前記の実施例の場合である。同図(B)は $\Delta f=10\text{MHz}$ の場合である。同図(A)と比べると、通過帯域の最小挿入損はほとんど劣化せずに、通過帯域幅(損失2.5dB以下を保証する帯域幅とする)が22MHzから40MHzへ改善されている。 Δf の増加以上に帯域幅が改善されているのは、通過帯域の低周波側の損失回復が見られるためである。

【0105】また、帯域外抑圧度も改善される。図45(A)、(B)において高周波側の帯域外抑圧度(図中に示した)が19dBから20dBに改善されている。このように、 Δf の拡大は、単に帯域幅拡大に効果があるのみでなく、同時に帯域外抑圧の改善も図れる技術である。このように Δf を増加させると特性の改善がみられるがその増加量には制限がある。

【0106】図45(C)は $\Delta f=19\text{MHz}$ とした時の通過特性図である。通過帯域内のやや高周波側に損失劣化が見られ始める。この場合で約2.5dBである。これは帯域内リップルを増加させる原因ともなり、この例ではリップル仕様の約1.0dBとなった。これ以上の Δf の増加は損失劣化と帯域内リップルの増加となった。従って、 $\Delta f=19\text{MHz}$ で、 Δf を増加させる場合の限度となる。また、この時の帯域外抑圧度は図45(C)で示すように約21dBとなり、従来の図4

5(A)に比べ2dBの改善が得られる。

【0107】この時に前述の $b \times$ 積はどのような値になっているのかを図45(C)の $\Delta f=19\text{MHz}$ の場合を例に調べた。まず、図42の並列腕を構成する弾性表面波共振器と直列腕を構成する弾性表面波共振器を個別に作製し、図46(A)、(B)で示すような回路構成で、並列腕の共振器はアドミタンスを、直列腕の共振器はインピーダンスをそれぞれ測定した。測定はネットワークアナライザを使用して行ない、各々の S_{21} を測定した。そして、その値を図46(A)、(B)に示す式に代入し、インピーダンス Z_0 及びアドミタンス Y_0 を求めた。

【0108】その結果、図47に示すような周波数特性を得た。この特性はアドミタンス、インピーダンスの虚数部のみの値、即ち b または x の値である。これらより $b \times$ 積の値を計算するとその周波数特性は図48のようになる。同図から $f_{ap} < f < f_{rs}$ の範囲では $b \times$ 積が負で小さな値をとっていることがわかる。

【0109】 $b \times$ 積の絶対値の最大値 $|b \times_{max}|$ は後述のように

【0110】

【数5】

$$f = \sqrt{f_{ap} \times f_{rs}}$$

【0111】の時に与えられ、本実施例では0.06であった。即ち $|b \times_{max}|$ 値がこの値以下であれば、前述した挿入損の劣化及び帯域内リップルが共に1dB以下と小さく抑ええられることがわかる。 $\Delta f > 19\text{MHz}$ とすると、 $|b \times_{max}|$ 値も増加し、損失劣化、帯域内リップルが共に1dB以上となり実用的ではない。

【0112】従って、 $|b \times_{max}|$ 値が特性劣化の上限の指標となり、 Δf の許容値を定める。以下に更に一般化して詳述する。図49に図3と同じように弾性表面波共振器をLCの2重共振回路で近似して図2のように梯子型フィルタに組込んだ時の等価回路図を示す。

【0113】直列腕の弾性表面波共振器のインピーダンスを Z_s 、並列腕の弾性表面波共振器のアドミタンスを Y_p とすると、

【0114】

【数6】

$$Z_s = jx = \frac{-j(\omega_{rs}^2 - \omega^2)}{\omega C_{0s}(\omega_{rs}^2 - \omega^2)} \quad \cdots (11)$$

$$Y_p = jb = \frac{j\omega C_{0p}(\omega_{ap}^2 - \omega^2)}{(\omega_{rs}^2 - \omega^2)} \quad \cdots (12)$$

【0115】となる。ここで、
【0116】

【数7】

$\omega_{rs} = 2\pi f_{rs} = 1/\sqrt{C_{1s}L_{1s}}$: 直列腕共振器の共振周波数

$\omega_{as} = 2\pi f_{as} = \omega_{rs} \sqrt{1+1/\gamma}$: 直列腕共振器の反共振周波数

$\omega_{rp} = 2\pi f_{rp} = 1/\sqrt{C_{1p}L_{1p}}$: 並列腕共振器の共振周波数

$\omega_{ap} = 2\pi f_{ap} = \omega_{rp} \sqrt{1+1/\gamma}$: 並列腕共振器の反共振周波数

$\gamma = C_{os}/C_{1s} = C_{op}/C_{1p}$: 容量比 (基板に固有の値をとる)

【0117】である。(11), (12) 式より $b \times$ 積を求めると

$$b \times = - \frac{C_{op} \cdot (\omega_{ap}^2 - \omega^2) \cdot (\omega_{rs}^2 - \omega^2)}{C_{os} \cdot (\omega_{rp}^2 - \omega^2) \cdot (\omega_{as}^2 - \omega^2)} \quad \cdots (13)$$

【0119】となる。(13) 式の $b \times$ に極値を与える角周波数 ω は $\partial(b \times) / \partial \omega = 0$ から求め、それは、

$$\omega = \sqrt{\omega_{ap} \cdot \omega_{rs}} \quad \cdots (14)$$

【0121】となる。これを(13)式に代入した値が通過帯域内の $b \times$ 積の絶対値の最大値となる。これを求めると

$$b \times_{max} = - \frac{C_{op} \cdot (1+1/\gamma)}{C_{os} \cdot \{1+1/(\gamma \cdot \Delta\omega/\omega_{rs})\}^2} \quad \cdots (15)$$

【0123】となる。ここで、

$$\Delta\omega = \omega_{rs} - \omega_{op} = 2\pi \cdot \Delta f \quad \cdots (16)$$

である。(15) 式を $b \times_{max}$ と $\Delta f / f_{rs}$ の関係として $P = C_{op}/C_{os}$ をパラメータとしてプロットすると図50のようになる。

【0124】同図において、先に実験的に求めた $b \times$ の積の許容値 0.06 以下という条件を図示すると斜線の

$$\alpha = 1 / (\sqrt{P(\gamma^2 + \gamma)} / 0.06 - \gamma) \quad \cdots (17)$$

【0126】容量比 γ は基板材料できまり、実験によれば、 36° Yカット伝搬 LiTaO₃ で約 1.5 であつた。このため、(17) 式は、

$$\alpha = 6.87 \times 10^{-3} / (4.22 \sqrt{P-1}) \quad \cdots (18)$$

【0128】となる。 $P=1$ の時、 $\alpha=0.02$ となり、 $f_{rs}=948\text{MHz}$ の図45の実施例の場合で $\Delta f=1.9\text{MHz}$ となり、(18) 式が成り立っていることが確認できる。 Δf を増大させる効果は、容量比 γ が小さい圧電基板材料、即ち電気機械結合係数の大きな基板材料に有効であり、そのような圧電基板材料に対して(17) 式を求めた。

【0129】 γ 値は電気機械結合係数 k^2 の逆数に比例するため、 36° Yカット X伝搬の LiTaO₃ の γ 値と、 $k^2=0.05$ の値とを用いて、他の高い電気機械結合係数をもつ材料 64° Yカット X伝搬 LiNbO₃ ($k^2=0.11$) と、 41° Yカット X伝搬 LiNbO₃ ($k^2=0.17$) の γ 値を求めると、前者が 6、

ような領域になる。従って、 $P=C_{op}/C_{os}$ によって異なる $\Delta f / f_{rs}$ の許容値 α が決定でき、それは(15) 式の $|b \times_{max}|=0.06$ として、次式となる。

【0125】

【数11】

$$\alpha = 1 / (\sqrt{P(\gamma^2 + \gamma)} / 0.06 - \gamma) \quad \cdots (17)$$

【0127】

【数12】

8、後者が 4.4 である。尚これらの k^2 の値は文献 ("Applications for Piezoelectric Leaky Surface Wave": K. Yamanouchi and M. Takeuchi, 1990 ULTRASONICS SYMPOSIUM Proceedings, pp11-18, 1990) を参照した。

【0130】なお、図51は容量比 γ と電気機械結合係数 k^2 との関係を示す。同図の関係は 36° Yカット伝搬 LiTaO₃ の k^2 と γ 値との値を使い、

【0131】

【数13】

$$k^2 \propto \frac{1}{\gamma}$$

【0132】として求めたものである。図51の関係か

ら、 $6.4Y^\circ$ カットと $41^\circ Y$ カットの X 伝搬 $LiTaO_3$ の γ 値を求めることができ、前記と同じくそれぞれ $\gamma = 6.8$ 、と 4.4 となる。

③実施例 11 の構成

こゝで、図 4 2 及び図 4 3 に示す実施例の構成について説明する。

【01313】241 は $36^\circ Y-LiTaO_3$ の圧電基板であり、 $1.5 \times 2 \times 0.5$ mm の大きさである。入力側から順番に並列腕共振器 (RP_1)、直列腕共振器 (RS_1)、並列腕共振器 (RP_2)、直列腕共振器 (RS_2)、並列腕共振器 (RP_3) の順で並んでいる。

【01314】個々の共振器は両サイドに反射器 242 (短絡型) をもった構造である。個々の共振器はいずれも開口長が $180 \mu m$ 、電極指の対数が 50 対、反射器も 50 対である。楕円電極指の周期のみ並列腕共振器と直列腕共振器とで変えてある。並列腕共振器の周期は $\lambda p = 4.39 \mu m$ (パターン幅とギャップは $1:1$ であるため、パターン幅は $\lambda p/4 \approx 1.1 \mu m$)、直列腕共振器の周期は $\lambda s = 4.16 \mu m$ (同様にパターン幅は $\lambda s/4 = 1.04 \mu m$) である。

【01315】それぞれの周期はそれぞれの共振器の共振

$$\alpha = 1.47 \times 10^{-1} / (4.37 \sqrt{\epsilon - 1}) \quad \cdots (19)$$

【01319】となる。 $41^\circ Y$ カット X 伝搬 $LiNbO_3$ の場合には、 $\gamma = 4.4$ であり、

$$\alpha = 2.27 \times 10^{-1} / (4.52 \sqrt{\epsilon - 1}) \quad \cdots (20)$$

【01411】となる。 γ 値が小さくなる程、即ち電気機械結合係数が大きな基板になる程、 α は大きくなり、 Δf を大きく広げても特性劣化は起りにくい。

〔実施例 12〕図 5 2 は本発明の第 12 実施例になる表面波フィルタ 250 の回路構成図を示す。

【01412】図 5 3 は、図 5 2 の回路構成の弾性表面波フィルタを具体化した構造を示す。図 5 4 及び図 5 5 は、図 5 2、5 3 の弾性表面波フィルタの特性を示す。

④実施例の概要

説明の便宜上、まず本実施例の概要について説明する。本実施例の弾性表面波フィルタは、直並列に弾性表面波共振器を接続し、これを複数個多段化した梯子型の弾性表面波フィルタにおいて、直並列共振器 1 つずつからなる単位区間の間のイメージインピーダンスの整合を図り、各接続点での損失を減らす構成としたものである。

【01413】これにより、通過帯域における挿入損失を低減することが可能となる。

⑤発明の完成までの思考過程

次に、本発明の完成までの思考過程について説明する。図 5 6 (A)、(B) に示すように少なくとも 1 個づつの直列腕共振器と並列腕共振器の梯子型接続により、バンドパス特性を得ることができ、なお、この一個づつの直列腕共振器と並列腕共振器の梯子型接続が、フィルタの単位区間となる。

周波数 (f_p , f_{rs}) が所定の値 ($f_p = 893$ MHz、 $f_{rs} = 942$ MHz) となるように

$$\lambda s = V_a / f_{rs} \quad \text{及び}$$

$$\lambda p = V_a / f_p$$

より決定したものである。ここで、 V_a は電極膜厚 3000 \AA の時の $36^\circ Y$ カット X 伝搬 $LiTaO_3$ 結晶の表面波の音速であり、実験的に $V_a = 3920 \text{ m/s}$ と求められた。

【01316】上記構成の弾性表面波フィルタ 240 は、図 4 5 (C) に示す広帯域で且つ低損失の通過特性を有する。なお、 $\Delta f = 19$ MHz である。図 4 3 中、 λp だけを変えて $4.35 \mu m$ とすると、 Δf が 10 MHz となり、図 4 5 (B) の特性が得られる。

【01317】尚、電極材料は $Al-Cu$ 合金であり、膜厚は 3000 \AA で、表面波が圧電基板 241 の X 軸方向に伝搬するように配置してある。次に、他の圧電基板を用いた場合の例について説明する。 $64^\circ Y$ カット X 伝搬 $LiNbO_3$ の場合には、 $\gamma = 6.8$ であり (17) 式は、

$$\alpha = 1.47 \times 10^{-1} / (4.37 \sqrt{\epsilon - 1})$$

$$\alpha = 2.27 \times 10^{-1} / (4.52 \sqrt{\epsilon - 1})$$

$$\alpha = 1.47 \times 10^{-1} / (4.37 \sqrt{\epsilon - 1})$$

$$\alpha = 2.27 \times 10^{-1} / (4.52 \sqrt{\epsilon - 1})$$

$$\alpha = 1.47 \times 10^{-1} / (4.37 \sqrt{\epsilon - 1})$$

$$\alpha = 2.27 \times 10^{-1} / (4.52 \sqrt{\epsilon - 1})$$

$$\alpha = 1.47 \times 10^{-1} / (4.37 \sqrt{\epsilon - 1})$$

$$\alpha = 2.27 \times 10^{-1} / (4.52 \sqrt{\epsilon - 1})$$

$$\alpha = 1.47 \times 10^{-1} / (4.37 \sqrt{\epsilon - 1})$$

$$\alpha = 2.27 \times 10^{-1} / (4.52 \sqrt{\epsilon - 1})$$

$$\alpha = 1.47 \times 10^{-1} / (4.37 \sqrt{\epsilon - 1})$$

$$\alpha = 2.27 \times 10^{-1} / (4.52 \sqrt{\epsilon - 1})$$

$$\alpha = 1.47 \times 10^{-1} / (4.37 \sqrt{\epsilon - 1})$$

$$\alpha = 2.27 \times 10^{-1} / (4.52 \sqrt{\epsilon - 1})$$

$$\alpha = 1.47 \times 10^{-1} / (4.37 \sqrt{\epsilon - 1})$$

$$\alpha = 2.27 \times 10^{-1} / (4.52 \sqrt{\epsilon - 1})$$

$$\alpha = 1.47 \times 10^{-1} / (4.37 \sqrt{\epsilon - 1})$$

$$\alpha = 2.27 \times 10^{-1} / (4.52 \sqrt{\epsilon - 1})$$

$$\alpha = 1.47 \times 10^{-1} / (4.37 \sqrt{\epsilon - 1})$$

$$\alpha = 2.27 \times 10^{-1} / (4.52 \sqrt{\epsilon - 1})$$

$$\alpha = 1.47 \times 10^{-1} / (4.37 \sqrt{\epsilon - 1})$$

$$\alpha = 2.27 \times 10^{-1} / (4.52 \sqrt{\epsilon - 1})$$

$$\alpha = 1.47 \times 10^{-1} / (4.37 \sqrt{\epsilon - 1})$$

$$\alpha = 2.27 \times 10^{-1} / (4.52 \sqrt{\epsilon - 1})$$

$$\alpha = 1.47 \times 10^{-1} / (4.37 \sqrt{\epsilon - 1})$$

$$\alpha = 2.27 \times 10^{-1} / (4.52 \sqrt{\epsilon - 1})$$

$$\alpha = 1.47 \times 10^{-1} / (4.37 \sqrt{\epsilon - 1})$$

$$\alpha = 2.27 \times 10^{-1} / (4.52 \sqrt{\epsilon - 1})$$

$$\alpha = 1.47 \times 10^{-1} / (4.37 \sqrt{\epsilon - 1})$$

$$\alpha = 2.27 \times 10^{-1} / (4.52 \sqrt{\epsilon - 1})$$

$$\alpha = 1.47 \times 10^{-1} / (4.37 \sqrt{\epsilon - 1})$$

$$\alpha = 2.27 \times 10^{-1} / (4.52 \sqrt{\epsilon - 1})$$

$$\alpha = 1.47 \times 10^{-1} / (4.37 \sqrt{\epsilon - 1})$$

$$\alpha = 2.27 \times 10^{-1} / (4.52 \sqrt{\epsilon - 1})$$

【01318】【数 14】
【0140】
【数 15】
【0144】この際、直列腕共振器の共振周波数と並列腕共振器の反共振周波数は一致若しくは、通過帯域幅拡大の上から前者が後者より高い周波数を持つことが望ましい。図 5 6 (A)、(B) の単位区間は互いに入出力端が直列腕であるか、二つのタイプがあり、これらを多段に接続したものは、図 5 7 (A)、(B)、(C) に示すように 3 つのタイプに分類される。
【0145】図 5 7 (A) は入出力側の一方が直列腕で他方が並列腕である場合、(非対称型)、(B) は入出力端共に並列腕である場合 (対称型)、同図 (C) は入出力端共に直列腕である場合 (対称型) である。このように多段化した場合、挿入損失、帯域外抑圧度ともに単位区間の n 倍となり、一般に挿入損失は悪くなるものの、帯域外抑圧度は改善する。とくに単位区間の損失が 0 に近い場合はこの多段化は有効である。
【0146】しかしながら、単位区間同士での通過帯域におけるインピーダンス整合が適切でない、挿入損失が理論的な n 倍よりもさらに悪化する。インピーダンス整合が適切でない、単位区間の境界 (図 5 7 中の線 $1-1'$ から $n-n'$ までの各境界) で電力の反射が起こり、損失増加となるからである。
【0147】単位区間同士の電力反射を Γ とすると損失も $n \log(\Gamma)$ となる。従って単位区間同士のインピーダンス整合をはかり、境界での電力反射を抑え

ることにより、挿入損失の増加を極力押さえることが重要である。次に、単位区間同士のインピーダンス整合を図る方法について説明する。図58に示すように、一般に2つの異なる4端子定数(F行列の4つの定数A, B, C, D)をもつ回路同士を、インピーダンス整合を図って接続する場合、境界b-b'からそれぞれの回路側を見たイメージインピーダンスが互いに等しいと置く

$$Z_{11} = \sqrt{D_1 B_1 / C_1 A_1} \quad \dots (21)$$

【0150】同様に回路2側をみたイメージインピーダンス Z_{12} は、次式のように表される。

$$Z_{12} = \sqrt{A_2 B_2 / C_2 D_2} \quad \dots (22)$$

【0152】これらのイメージインピーダンスは負荷抵抗(純抵抗) R_0 とは無関係に決まる。(21)式と

$$D_1 B_1 / C_1 A_1 = A_2 B_2 / C_2 D_2 \quad \dots (23)$$

図59は、前述のインピーダンス整合条件を梯子型回路の単位区間に適用した場合を示す。

【0153】図59(A)は、インピーダンス整合が悪い接続方法で、(23)式の条件を満たさない。境界b

$$\Gamma = \frac{Z_0 Y_0}{2 + Z_0 Y_0} \quad \dots (24)$$

【0155】となる。 Z_0, Y_0 は実際の素子では通過帯域でも完全に0とはならないため Γ も0にはならない。これに比べ、図59(B)、または図59(C)は境界b-b'で(23)式の条件を満たすため反射は0となり、損失は生じない。例えば、図59(B)の場合、境

$$Z_{11} = \sqrt{Z_0 / Y_0} \cdot (1 + Z_0 Y_0) \quad \dots (25)$$

【0157】となる。境界b-b'から右側をみたイメージインピーダンス Z_{12} も(22)式から求めると、 Z_{11} と等しくなることが分かる。従ってインピーダンス整合がとれ、境界での反射係数は0となる。図59(C)も同様にインピーダンス整合がとれていることが証明される。次に図59(B)、(C)のような接続法を利用して単位区間を多段接続する方法を考察する。

【0158】図60(A)は、図59(B)、(C)の接続法を交互に繰り返して単位区間をn(>2)段接続した回路を示す。このような接続方法をつかえば、前述の理由から何段接続しても各単位区間の電力反射は起こらない。図60(A)の構成で、互いに隣接しあう並列腕の共振器同士、または直列腕の共振器同士を加えてひとまとめにすると図60(B)と等価になる。

【0159】この結果、最も入出力端に近い腕のみがそれより内側の腕に対して半分の大きさのインピーダンスあるいはアドミタンス値をもつようになることがわかる。図57で示した3種類の多段化の仕方に対してこの原理を適用すると、インピーダンス整合を図った接続法として、それぞれ図61(A)、(B)、(C)の方法が得られる。

【0160】図61(A)は図57(A)に対応する整

ば良い。

【0148】図58に示すように回路1側をみたイメージインピーダンス Z_{11} は、回路1の4端子定数 A_1, B_1, C_1, D_1 を使って次式のように表される。

【0149】

【数16】

【0151】

【数17】

(22)式を等しいと置くと、次式のようなインピーダンス整合条件が求まる。

$$\dots (23)$$

-b'から右側をみた反射係数 Γ は、

【0154】

【数18】

界b-b'から左側みたイメージインピーダンスは、

(21)式から、

【0156】

【数19】

合化接続法で、入出力端のどちらか一方が直列腕で、他方が並列腕の場合である。この場合は、端部の直列腕共振器のインピーダンス値は、内側直列腕共振器のインピーダンス値の半分であり、また、他方の端部の並列腕共振器のアドミタンス値も、内側の並列腕共振器のアドミタンス値の半分である。

【0161】同様に図61(B)は図57(B)の、また図61(C)は図57(C)の合化接続法である。図61(B)の場合は両端部が並列腕の場合で、両端部の並列腕共振器のアドミタンス値は、それより内側の並列腕共振器のアドミタンス値の半分となっている。

【0162】図61(C)の場合は両端部が直列腕の場合で、両端部の直列腕共振器のインピーダンス値は、それより内側の直列腕共振器のインピーダンス値の半分となっている。

③実施例1.2の構成

次に、上記の考え方に基づく、本発明の第1.2実施例について説明する。

【0163】図52は本発明の第1.2実施例になる弾性表面波フィルタ250の基本的構成を示す。この弾性表面波フィルタを具体化すると、図53に示す如くなる。3つの直列腕共振器(R_{S1}, R_{S2}, R_{S3})と

3つの並列共振器(RP_1 , RP_2 , RP_3)とから成り、それぞれ図52に示す等価回路のように接続されている。

【0164】これらの6つの共振器は共に開口長(90 μm)が同じであり、且つ電極指対数(100対)も同じである。また、各共振器は同図に示すような短絡型の反射器を両側に有し、Qを高めている。反射器の対数は100対程度である。

【0165】直列共振器($RS_1 \sim RS_5$)はすべて同じ長さの電極指周期(λ_s)であり、 $\lambda_s = 4.19 \mu\text{m}$ である。又、並列共振器($RP_1 \sim RP_3$)の周期は、これと異なる周期 $\lambda_p = 4.38 \mu\text{m}$ としてある。比較の対象として、この構成に対する従来構成を図62に示す。

【0166】図52及び図62の両方について、インピーダンス Z_0 で示される直列腕の一端弾性表面波共振器の設計条件は、開口長90 μm 、対数100対である。アドミタンス Y_0 で示される並列腕の一端弾性表面波共振器も同じ条件である。圧電基板結晶は、36° YカットX伝搬 LiTaO_3 を用い、その上に弾性表面波共振器として3000 ÅのAl合金膜の櫛形パターンが形成してある。

【0167】図54中、実線251は図53のフィルタ250の特性を示す。破線252は図62の従来のフィルタの特性を示す。両者より本実施例のフィルタ250の方が、低損失化されていることがわかる。特に通過帯域の両端での改善が大きい。次に図62の従来のフィルタにおいて、単位区間(3)のアドミタンス Y_0 で表される並列共振器のみ、対数を100対から80対に減らしてアドミタンス Y_0 の値を小さくした時の通過特性を図54中、線253で示す。同様に挿入損失が改善されることが分かる。従って、端部のアドミタンス値は $1/2$ としなくとも、内側のアドミタンス値より減らすだけでも、十分ではないが効果があると言える。インピーダンス値に対しても同様である。

$$Y_p = g + j \cdot b$$

g:コンダクタンス分

b:サセプタンス分

$$Z_s = r + j \cdot x$$

r:抵抗分

x:リアクタンス分

とする。

【0174】このように仮定すると、g, b, r, xの周波数特性は図69のようになる。並列腕共振器のアドミタンス Y_0 のサセプタンス分b(図69中の点線)は、共振周波数 f_{rp} で最大値をとり、そこで符号を+から-へ変え、反共振周波数 f_{ap} で0(零)となり、 f_{ap} 以上で符号が再び+になり、少しずつ増大してゆく。一方、 Y_0 のコンダクタンス分g(図69中の一点鎖線)は、同様に f_{ap} で最大値をとり、 f_{ap} を越えると急激に

【0168】以上、図61(A)の基本形に対する実施例を示したが、これは中央部に多数の単位区間が増えても同様な効果をする。

〔実施例13〕図63は、本発明の第13実施例になる弾性表面波フィルタ260である。この弾性表面波フィルタは、図61(B)に示す構成方法に基づいたものである。

【0169】この弾性表面波フィルタ260は、図54の線251で示したものと同様な損失低減効果をもたらす。

〔実施例14〕図64は、本発明の第14実施例になる弾性表面波フィルタ270である。この弾性表面波フィルタは、図61(C)に示す構成方法に基づいたものである。

【0170】この弾性表面波フィルタ270も、図54の線251で示したものと同様な損失低減効果をもたらす。

〔実施例15〕次に本発明の第15実施例になる弾性表面波フィルタについて図65及び図66等を参照して説明する。

【0171】①実施例の概要

説明の便宜上、まず本実施例の概要について説明する。本実施例は、通過帯域における挿入損失を決定している原因として、櫛形電極の抵抗分とコンダクタンス分に着目し、直列腕の共振器に対しては抵抗分を減少させ、並列腕の共振器に対しては、コンダクタンス分を減少させることによりこれらを梯子型に組んだ時のフィルタ特性の挿入損失を低減させるものである。

【0172】次に、本発明の背景等について説明する。

②本発明の背景

図65に直列腕と並列腕にそれぞれ共振周波数(f_{rs} , f_{rp})の異なる2つの弾性表面波共振器を配置した梯子型フィルタ回路の基本構成を示す。ここで、並列腕共振器のアドミタンスを、

$$\dots (26)$$

とする。

【0173】また直列腕共振器のインピーダンスを、

$$\dots (27)$$

と減少し、徐々に0に近づいていく。

【0175】尚コンダクタンス分gは+の値しかとらない。直列腕共振器のインピーダンス分 Z_s のリアクタンス分x(図69中の実線)は、アドミタンスとは逆に共振周波数 f_{rs} で0となり、反共振周波数 f_{as} で最大値をとり、さらに+から-へ符号を変え、 f_{as} 以上では-側から0へ近づいていく。

【0176】また、抵抗分rは0から徐々に増加してゆき、反共振周波数 f_{as} で最大値をとり、それ以上で徐々に減少していく。rもgと同様に+の値しかとらない。ここで、フィルタ特性を作るためには、前記並列共振器

の反共振周波数 f_{ap} と直列共振器の共振周波数 f_{rs} とは略一致もしくは後者がやや大きいことが条件である。

【0177】図6-9の下部にインピーダンス、アドミタンスの周波数特性に合わせて、フィルタ回路としての通過特性を示す。 $f_{ap} \approx f_{rs}$ 近傍で通過帯域をとり、それ以外では減衰領域となる。同図からも明らかなよう

$$S_{11} = \frac{100}{100 + r + 50r \cdot g + 2500g} \quad \cdots (28)$$

【0180】となる。ここで、 $r > 0$ 、 $g > 0$ であるので、(28)式は r 、 g 共に増加するほど S_{11} は1より小さくなり、 $20 \log |S_{11}|$ で表される挿入損失も増大していく。従って、 r 、 g は共に0に近い程、挿入損失は小さいことになる。

【0181】次に、 r 、 g は弾性表面波共振器を形成する梯形電極のどのような部分から生じているのかを説明する。ここでは、図4(B)中、 r_1 をも考慮に入れて考える。 r_1 は梯形電極の電気抵抗分及び梯形電極指の各端部から基板内部へバルク波となつて漏れていくエネルギー損失分を音響抵抗分として表したものを合計した

$$r = l_s \cdot \rho_o / (N_s \cdot W \cdot t) \quad \cdots (29)$$

となる。また、並列腕共振器の開口長を l_p 、対数 N_p とすると、同一基板、同一金属膜を使う場合は ρ_o 、

$$g = N_p \cdot W \cdot t / (l_p \cdot \rho_o) \quad \cdots (30)$$

となる。

【0184】従って、(28)式における挿入損失にお

$$\begin{aligned} r + 50r \cdot g + 2500g &= l_s \cdot \rho_o / (N_s \cdot W \cdot t) + 50 \cdot (l_s / l_p) \cdot (N_p / N_s) \\ &\quad + 2500 \cdot N_p \cdot W \cdot t / (l_p \cdot \rho_o) \quad \cdots (31) \end{aligned}$$

となる。

【0185】(31)式より、直列腕共振器は開口長 l_s が短く、対数 N_s が多い程、また、並列共振器は開口長 l_p が長く、対数 N_p が少ない程、損失低減に効果があることが分かる。特に、 $l_s / l_p < 1$ 、 $N_p / N_s < 1$ である程、言い換えれば開口長は、直列腕共振器の方が並列腕共振器より短い方が、対数は、直列腕共振器の方が並列腕共振器より多い方が一層効果がある。

【0186】ここで、この理由について述べる。上記(31)式において、 $r = r_s$ (r_s :直列腕共振器の電気抵抗)及び $g = 1/r_p$ (r_p :並列腕の電気抵抗)であるから

$$\begin{aligned} r + 50r \cdot g + 2500g &= l_s \cdot \rho_o / (N_s \cdot W \cdot t) + 50 \cdot (l_s / l_p) \cdot (N_p / N_s) \\ &\quad + (t_p / t_s) + 2500 \cdot N_p \cdot W \cdot t_p / (l_p \cdot \rho_o) \quad \cdots (32) \end{aligned}$$

従って、 t_p / t_s とすることで同様に損失を低減できる。この他に抵抗率の異なる(ρ_{os} 、 ρ_{op})2種類の金属膜からなる共振器を、直列腕と並列腕に配置してフィルタを作り、 $\rho_{os}/\rho_{op} < 1$ とすることも可能であるが、実際に素子をつくる場合、量産性等を考慮すると実際的ではない。

に、通過帯域の特に中心周波数近傍では b 及び x は0になる。

【0178】従って、フィルタとしての通過特性は S_{21} は、 r と g のみで決まり、

【0179】

【数20】

ものである。

【0182】今、バルク波放射による抵抗分は梯形電極の形状に殆ど依存しないため、梯形電極の電気抵抗 r_1 に比例する。特に $x=0$ の中心周波数近傍では $r=r_1$ となる。また、並列腕共振器のアドミタンスのコンダクタンス g は、梯形電極の電気抵抗のコンダクタンス $1/r_1$ に比例する。

【0183】今、梯形電極の電極指の抵抗率を ρ_o 、電極指の幅を W 、膜厚を t とし、直列腕共振器の開口長を l_s 、対数を N_s とすると、

$$r = l_s \cdot \rho_o / (N_s \cdot W \cdot t) \quad \cdots (29)$$

W 、 t はほぼ等しいから、

$$g = N_p \cdot W \cdot t / (l_p \cdot \rho_o) \quad \cdots (30)$$

ける増加分は、

$$r + 50r \cdot g + 2500g = r_s + 50 \cdot (r_s / r_p) + 2500 \cdot (1/r_p)$$

となる。従って、 $(r_s / r_p) < 1$ 、即ち $r_s < r_p$ であれば挿入損失の増大は抑制できる。

【0187】なお、この場合 l_s をあまり狭め過ぎると表面波の回折による損失が現れ、逆に l_p を長くすると抵抗増大による並列共振器のQ低下を招き、低周波側の帯域外抑圧度が悪くなるため、その大きさは限度がある。さらに梯形電極を形成している金属膜の膜厚を直列腕の方を t_s 、並列腕の方を t_p とすると(31)式は次のようになる。

【0188】

【0189】③実施例15の構成

次に、上記考え方を採用した実施例について説明する。図65は本発明の第15実施例の弾性表面波フィルタ280の回路構成を示す。図66は図65の回路構成を具体化した構造を示す。

【0190】用いた圧電基板241は36° YカットX

LiTaO₃であり、電極材料は3000ÅのAl膜である。従来は、直列腕、並列腕共に、楕形電極の開口長 $l_p = l_p = 9.0 \mu\text{m}$ 、対数 $N_p = N_p = 100$ 対であるのに対し、本実施例では、直列腕を、 $l_p = 4.5 \mu\text{m}$ 、 $N_p = 200$ 対、並列腕を $l_p = 180 \mu\text{m}$ 、 $N_p = 50$ 対とした。 $l_p > l_p$ であり、 $N_p > N_p$ である。また、 $l_p / l_p = 0.25$ 及び $N_p / N_p = 0.25$ である。

【0191】この時、対数と開口長の積で形状的に決まる楕形電極の静電容量 C_0 は変わらないようにした。図66の実線281が本実施例の特性、破線282が従来例の特性である。従来では損失が2.5dBであったものが本実施例により2.0dBとなり、本実施例により0.5dB以上改善した。即ち、フィルタの挿入損失がdB換算で25%も改善された。

【0192】また、本実施例の場合、直列腕共振器の対数を増加したことにより、耐電力性も向上し、印加可能な最大電力が20%向上した。以上の実施例の場合、 $l_p = 300 \mu\text{m}$ 以下で回折損が現れ始め、 $l_p = 300 \mu\text{m}$ 以上で低周波側の帯域外劣化が起こり始めたことから、これらの値が限度であった。

【0193】以上、直列腕の電気抵抗を下げ、並列腕の電気抵抗を上げる（コンダクタンスを下げる）ことにより、通過帯域の挿入損が改善されることは明らかである。また、並列腕共振器の膜厚を直列腕共振器の膜厚より薄くした構成とすることもできる。この構成によっても、上記実施例の場合と同様に、通過帯域の損失を少なくできる。

【0194】

【発明の効果】以上説明した様に、請求項1ないし3に記載の発明によれば、従来のものに比べて、通過帯域外抑圧度を高めることができ、しかも同時に通過帯域幅を広げることができ、更にはリップルを小さく又は実質的に無くすることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の弾性表面波フィルタの原理図である。
【図2】共振器を用いたフィルタ回路の基本構成を示す図である。

【図3】一端子対弾性表面波共振器の構造とその等価回路及びその記号を示す図である。

【図4】一端子対弾性表面波共振器のインピーダンス及びアドミタンスの周波数特性を示す図である。

【図5】共振周波数近傍における弾性表面波共振器のインピーダンス特性及びそれらを接続してなる図1のフィルタのフィルタ特性を示す図である。

【図6】図42の従来の弾性表面波フィルタを説明する図である。

【図7】共振器にインダクタンスを直列に付加した場合の効果を示す図である。

【図8】一端子対弾性表面波共振器を直列に n 個接続し

た場合の効果を示す図である。

【図9】並列腕共振器の通過特性の開口長依存性を示す図である。

【図10】直列腕共振器の通過特性の開口長依存性を示す図である。

【図11】本発明の弾性表面波フィルタの第1実施例の回路図である。

【図12】図11のフィルタの通過特性を示す図である。

【図13】並列腕共振器へのインダクタンス付加の効果を示す図である。

【図14】図11の弾性表面波フィルタの構造をその蓋を取り外した状態で示す平面図である。

【図15】図41中、XV-XV線に沿う断面図である。

【図16】本発明の弾性表面波フィルタの第2実施例を示す図である。

【図17】図16のフィルタの通過特性を示す図である。

【図18】並列腕共振器の開口長 (A_p) と直列腕共振器の開口長 (A_s) の比 (A_p / A_s) の増大効果を示す図である。

【図19】本発明の弾性表面波フィルタの第3実施例を示す図である。

【図20】図19のフィルタの通過特性を示す図である。

【図21】本発明の弾性表面波フィルタの第4実施例を示す図である。

【図22】図21のフィルタの通過特性を示す図である。

【図23】本発明の弾性表面波フィルタの第5実施例を示す図である。

【図24】図23のフィルタの通過特性を示す図である。

【図25】本発明の弾性表面波フィルタの第6実施例の回路図である。

【図26】図25中、第1の一端子対弾性表面共振器を示す図である。

【図27】図25のフィルタの通過特性を示す図である。

【図28】反射器設置位置 $d = (n + \beta) \cdot \lambda$ の β によるリップル幅への影響を示す図である。

【図29】図25の弾性表面波フィルタの構造をその蓋を取り外した状態で示す平面図である。

【図30】図25中の第1の一端子対弾性表面波共振器の一の変形例を示す図である。

【図31】図25中の第1の一端子対弾性表面波共振器の別の変形例を示す図である。

【図32】本発明の弾性表面波フィルタの第7実施例を示す図である。

【図33】電極膜厚 (t) のリップル発生位置への効果

を示す図である。

【図34】並列腕共振器の反射器によるリップル (r_p) が高周波減衰極へ落ちたときの状態を示す図である。

【図35】共振器型フィルタの通過特性の膜厚依存性を示す図である。

【図36】挿入損失及びリップル発生位置の膜厚依存性の実験の結果を示す図である。

【図37】本発明の弾性表面波フィルタの第8実施例の第1の一端子対弾性表面波共振器を示す図である。

【図38】図37の共振器を適用した弾性表面波フィルタの通過特性を示す図である。

【図39】本発明の弾性表面波フィルタの第8実施例の第1の一端子対弾性表面波共振器の変形例を示す図である。

【図40】図11の弾性表面波フィルタのインダクタンスを実現する別の例を示す図である。

【図41】図11の弾性表面波フィルタのインダクタンスを実現する更に別の例を示す図である。

【図42】本発明の弾性表面波フィルタの第11実施例の回路図である。

【図43】図42の回路を具体化した構成を示す図である。

【図44】 $f_{ap} < f_{rp}$ としたときの弾性表面波共振器のインピーダンス特性を示す図である。

【図45】 $\Delta f = f_{rs} - f_{ap}$ を零から増加させたときの梯子型フィルタの通過特性の変化を説明する図である。

【図46】弾性表面波共振器の特性測定法を説明する図である。

【図47】並列腕及び直列腕の各弾性表面波共振器のアドミタンス及びインピーダンスの特性を示す図である。

【図48】 $b \times$ 積の周波数依存性を示す図である。

【図49】図42の回路の一部をLとCの等価回路で表した図である。

【図50】 $|b \times_{\text{naz}}|$ と $\Delta f / f_{rs}$ との関係を示す図である。

【図51】 k^2 と γ との関係を示す図である。

【図52】本発明の弾性表面波フィルタの第12実施例の回路図である。

【図53】図52の回路を具体化した構成を示す図である。

【図54】図53の弾性表面波フィルタの特性を示す図である。

【図55】図63のフィルタ中、出力側 Y_p を減少させた場合の特性を示す図である。

【図56】1個ずつの弾性表面波共振器を梯子型にした単位区間の回路図である。

【図57】図56の単位区間を多段 (n段) に接続してなる回路の回路図である。

【図58】二つの4端子回路の接続とその境界を示す図である。

【図59】単位区間同士の接合を示す図である。

【図60】 $n (>2)$ 段に単位区間を接続する方法を説明する図である。

【図61】本実施例の梯子型回路の構成方法を説明する図である。

【図62】従来の弾性表面波フィルタの回路図である。

【図63】本発明の弾性表面波フィルタの第13実施例の回路図である。

【図64】本発明の弾性表面波フィルタの第14実施例の回路図である。

【図65】本発明の弾性表面波フィルタの第15実施例の回路図である。

【図66】図65の回路を具体化した構成を示す図である。

【図67】図66のフィルタの特性を示す図である。

【図68】並列腕と直列腕に共振周波数の異なる弾性表面波共振器を配置した梯子型フィルタ回路を示す図である。

【図69】並列腕共振器のアドミタンス (Y_p) の周波数特性及び直列腕共振器のインピーダンス (Z_s) の周波数特性を対応させて示す図である。

【図70】従来の弾性表面波フィルタの1例を示す図である。

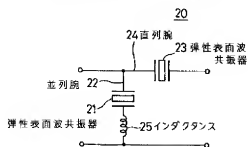
【図71】図70のフィルタの通過特性を示す図である。

【符号の説明】

60, 90, 100, 110, 120, 130, 240, 250, 260, 270, 280 弾性表面波フィルタ
80, 150 弾性表面波フィルタ装置
81 セラミックパッケージ
82 フィルタチップ
83 蓋
84-1 ~ 85-6 電極端子
85-1 ~ 85-5 端子
86-1 ~ 86-6 ボンディングワイヤ
124, 125 減衰極
127 阻止域
131, 201, 211 励振電極
132, 133, 160, 161, 166, 167, 202, 203, 212, 213, 242 反射器
220, 221, 230, 231 マイクロストリップライン
241 36° YカットX伝搬 LiTaO_3 基板 (チップ)
 RS_1, RS_2 直列腕共振器
 $RP_1 \sim RP_3$ 並列腕共振器

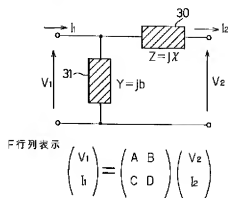
【図1】

本発明の弾性表面波フィルタの原理図



【図2】

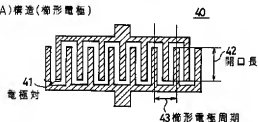
共振器を用いたフィルタ回路の基本構成を示す図



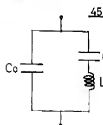
【図3】

1端子対弾性表面波共振器の構造とその等価回路及びその記号を示す図

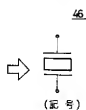
(A)構造(楕円電極)



(B)等価回路



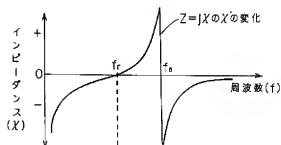
(C)



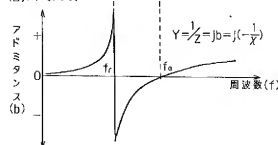
【図4】

1端子対弾性表面波共振器のインピーダンス及びアドミタンスの周波数特性(定性的な変化)を示す図

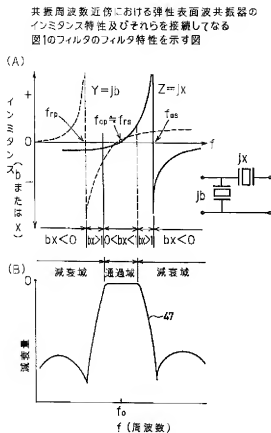
(A)インピーダンス



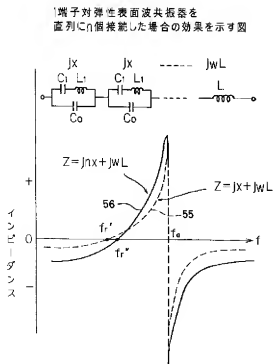
(B)アドミタンス



【図5】

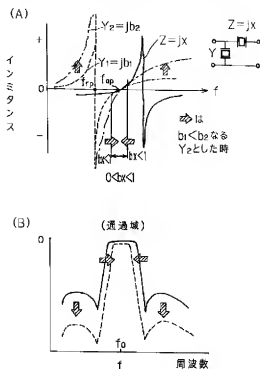


【図8】



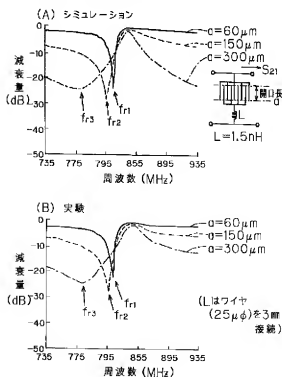
【図6】

図42の従来の弾性表面波フィルタを説明する図



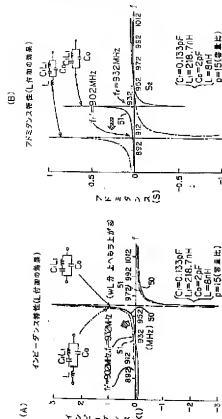
【図9】

並列共振器の透過特性の開口長依存性を示す図



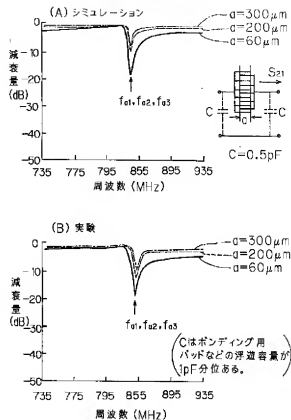
【図7】

共振器にインダクタンスを並列に付加した
場合の周波数特性



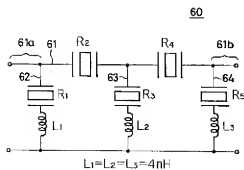
【図10】

直列共振器の通過特性の
開口長依存性を示す図



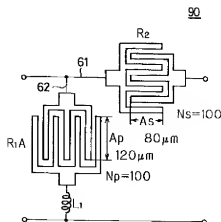
【図11】

本発明の弾性表面波フィルタの
第1実施例の回路図



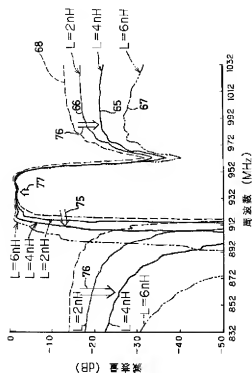
【図16】

本発明の弾性表面波フィルタの第2実施例を
示す図



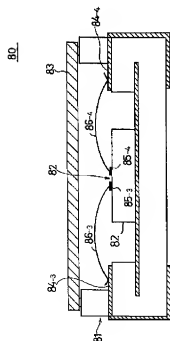
【図12】

図11のフィルタの通過特性を示す図



【図15】

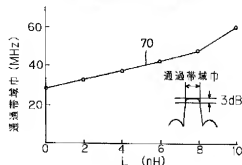
図14中、XV-XV'線に沿う断面図



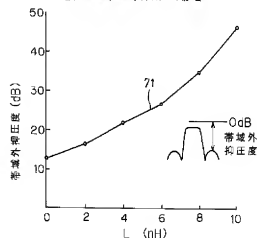
【図13】

並列共振器へのインダクタンス付加の効果を示す図

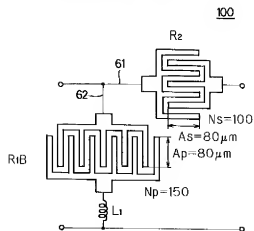
(A) 通過帯域巾への影響



(B) 通過帯域外抑圧への影響

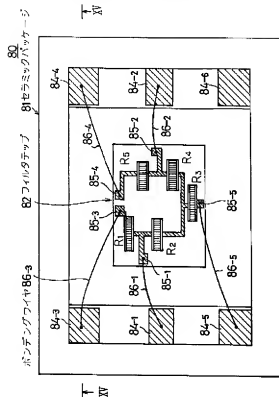


【図19】

本発明の弾性表面波フィルタの
第3実施例を示す図

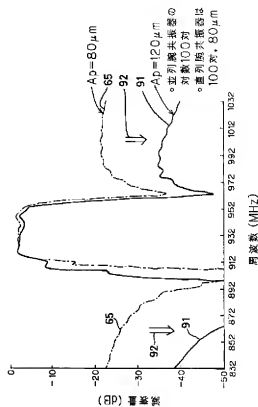
【図14】

図11の弾性表面波フィルタの構造を
その差を取り外した状態で示す平面図



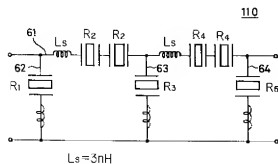
【図17】

図16のフィルタの透過特性を示す図



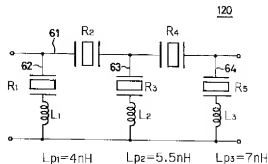
【図21】

本発明の弾性表面波フィルタの第4実施例を示す図



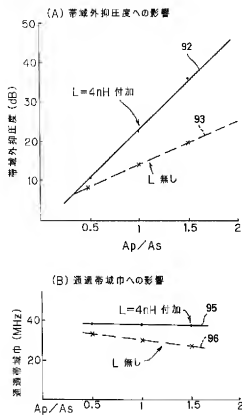
【図23】

本発明の弾性表面波フィルタの第5実施例を示す図



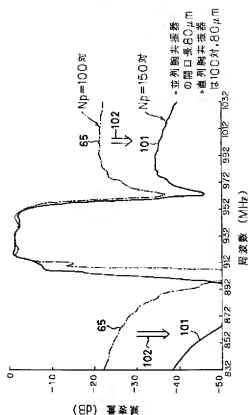
【図18】

並列共振振子の開口長(A_p)と直列共振振子の開口長(A_s)の比(A_p/A_s)の増大効果を示す図



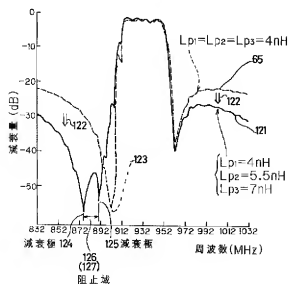
【図20】

図19のフィルタの通過特性を示す図



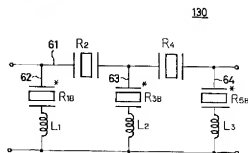
【図24】

図23のフィルタの通過特性を示す図



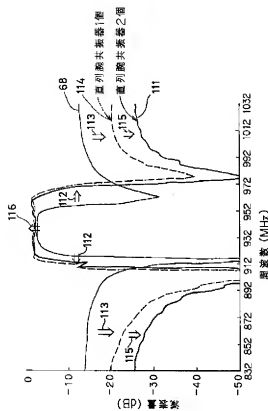
【図25】

本発明の弾性表面波フィルタの第6実施例の回路図

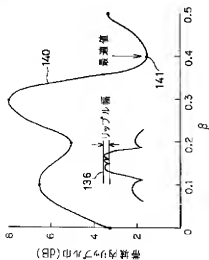


【図22】

図21のフィルタの通過特性を示す図

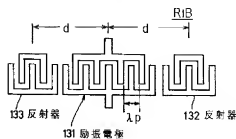


【図28】

反射器設置位置 $d=(n+\beta)\lambda$ の β によるリップル幅への影響を示す図

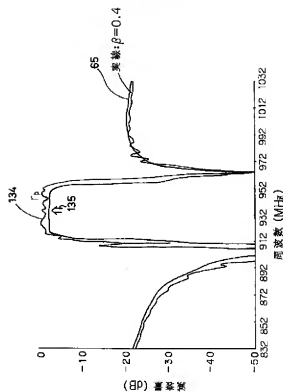
【図26】

図25中、第1の一端子対弾性表面波共振器を示す図



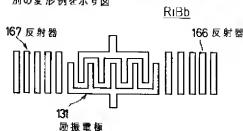
【図27】

図25のフィルタの通過特性を示す図



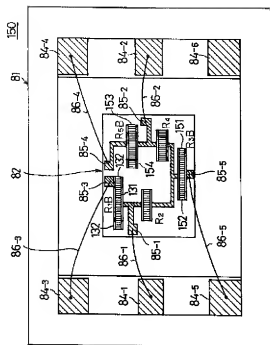
【図31】

図25中の第1の一端子対弾性表面波共振器の別の変形例を示す図



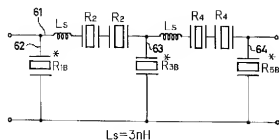
【図29】

図25の弾性表面波フィルタの構成をその蓋を取り外した状態で示す平面図



【図32】

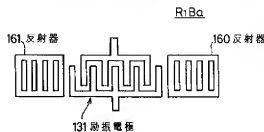
本発明の弾性表面波フィルタの第7実施例を示す図



170

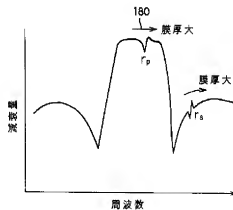
【図30】

図25中の第1の一端子対弾性表面波共振器の一の変形例を示す図



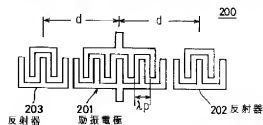
【図33】

電極膜厚(1)のリップル発生位置への効果を示す図



【図37】

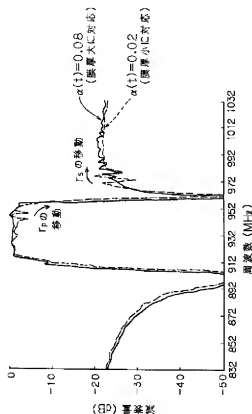
本発明の弾性表面波フィルタの第8実施例の第1の一端子対弾性表面波共振器を示す図



Al₂O₃/Al合金膜
t:λ_pの0.06~0.09倍

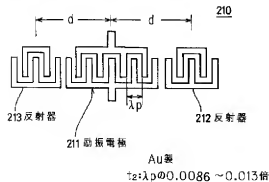
【図34】

並列共振器の反射器によるリップル(r_p)が高周波減衰係数へ与らたときの状態($\alpha(t)=0.08$ の時)を示す図



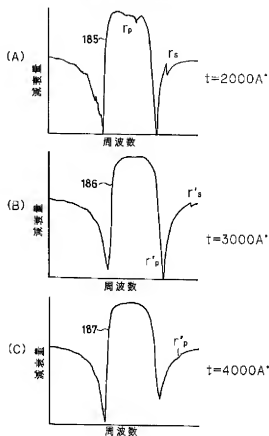
【図39】

本発明の弾性表面波フィルタの第8実施例の第1の一端子対弾性表面波共振器の変形例を示す図



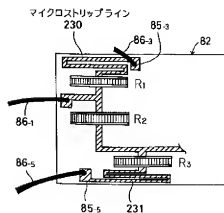
【図35】

共振器型フィルタの通過特性の膜厚依存性を示す図



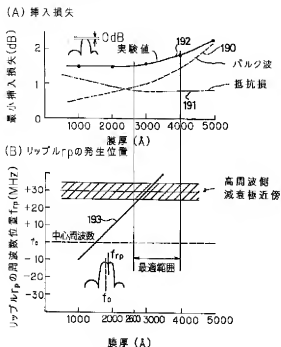
【図41】

図11の弾性表面波フィルタのインダクタンスを実現する更に別の例を示す図



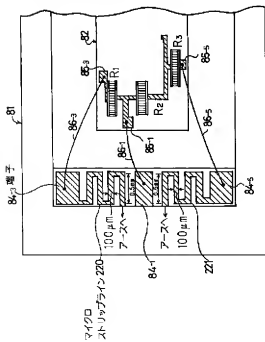
【図36】

挿入損失及びリップル発生位置の
膜厚依存性の実験の結果を示す図



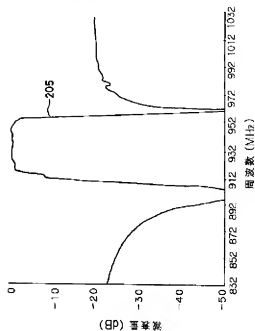
【図40】

図1]の弾性表面波フィルタのインダクタンスを実現
する別の例を示す図



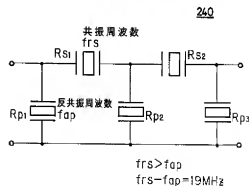
【図38】

図37の共振器を適用した弾性表面波フィルタの
通過特性を示す図



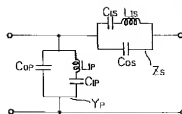
【図42】

本発明の弾性表面波フィルタの第1]実施例の回路図



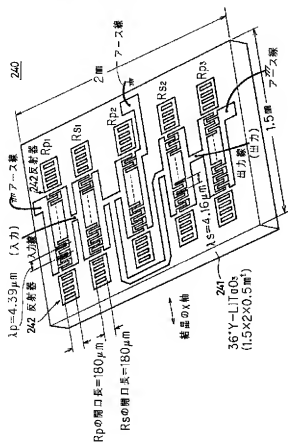
【図49】

図42の回路の一部をLとCの等価回路表示した図

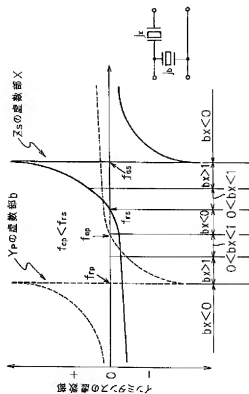


【図43】

図42の回路を具体化した構成を示す図



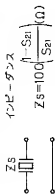
【図44】

 $f_{ap} < f_{rs}$ としたときの弾性表面波共振器のインピーダンス特性を示す図


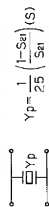
【図46】

弾性表面波共振器の特性測定法と説明する図

並列共振を構成する弾性表面波共振器のインピーダンス測定

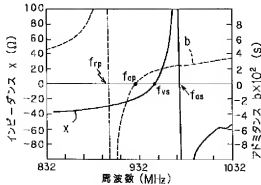


並列共振を構成する弾性表面波共振器のアドミタンス測定

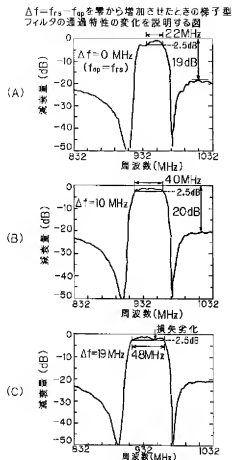


【図47】

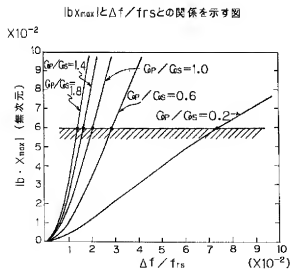
並列及び直列共振の弾性表面波共振器のアドミタンス及びインピーダンスの特性を示す図



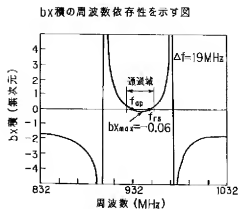
【図45】



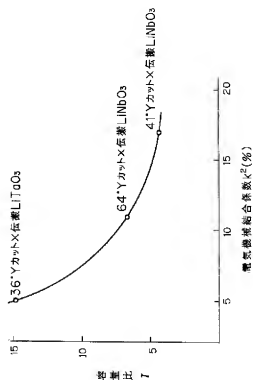
【図50】



【図48】

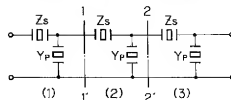


【図51】

 k^2 と f との関係を示す図

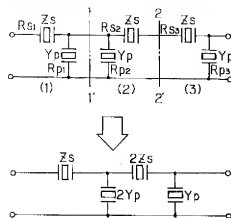
【図62】

従来の弾性表面波フィルタの回路図



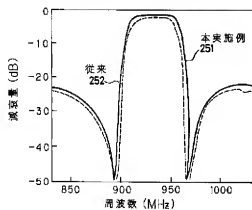
【図52】

本発明の弾性表面波フィルタの第12実施例の回路図



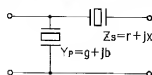
【図54】

図53の弾性表面波フィルタの特性を示す図



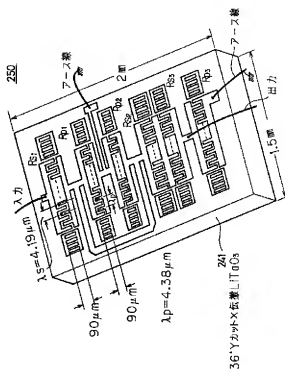
【図68】

並列座と直列座に共振周波数の異なる弾性表面波共振器を配置した梯子型フィルタ回路を示す図



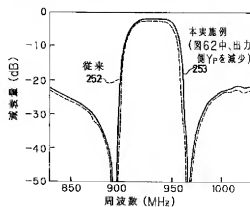
【図53】

図52の回路を具体化した構成を示す図



【図55】

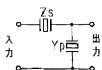
図62のフィルタ中、出力側Ypを減少させた場合の特性を示す図



【図56】

1個ずつの弾性表面波共振器を梯子型にした
単位区間の回路図

(A)入力側に直列脱が
くるタイプ

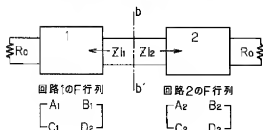


(B)入力側に並列脱が
くるタイプ



【図58】

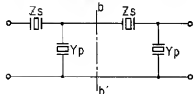
二つの4端子回路の接続とその境界を示す図



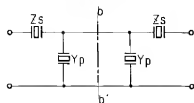
【図59】

単位区間間士の接合を示す図

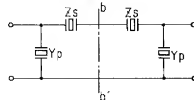
(A)インピーダンス整合が良くない場合



(B)インピーダンス整合のとれた場合(1)



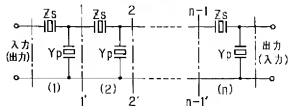
(C)インピーダンス整合のとれた場合(2)



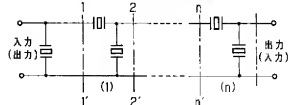
【図57】

図56の単位区間を多段(n段)に接続した
回路の回路図

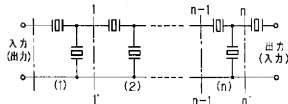
(A)入出力のどちらか一方が並列脱で
他方が直列脱の場合



(B)入出力の両方共に並列脱の場合



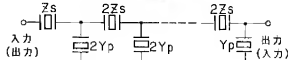
(C)入出力の両方共に直列脱の場合



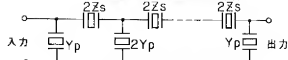
【図61】

本実施例の梯子型回路の構成方法を説明する図

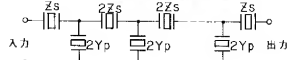
(A)入力どちらか一方が並列脱で
他方が直列脱の場合



(B)入出力端ともに並列脱である場合

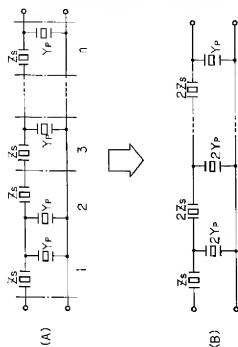


(C)入出力端ともに直列脱である場合



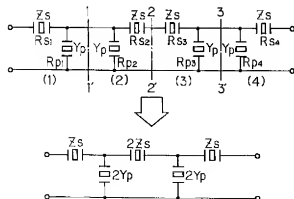
【図60】

$n(>2)$ 段に単位区間を接続する方法を説明する図



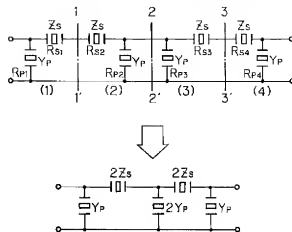
【図64】

本発明の弾性表面波フィルタの第14実施例の回路図



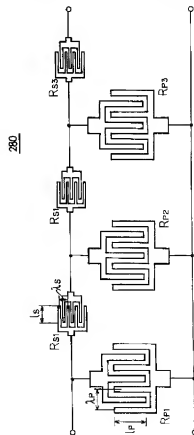
【図63】

本発明の弾性表面波フィルタの第13実施例の回路図



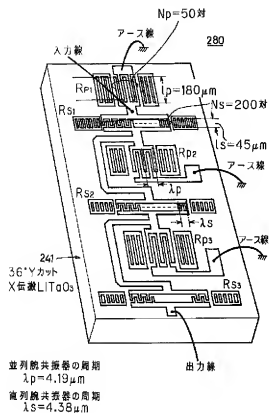
【図65】

本発明の弾性表面波フィルタの第15実施例の回路図



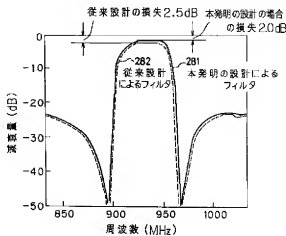
【図66】

図65の回路を具体化した構成を示す図

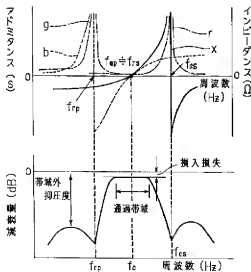


【図67】

図66のフィルタの特性を示す図

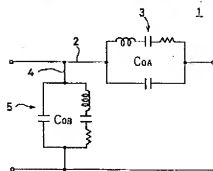


【図69】

並列共振器のアドミタンス(Y_p)の周波数特性及び直列共振器のインピーダンス(Z_s)の周波数特性を対応させて示す図

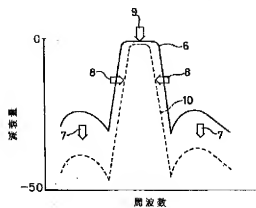
【図70】

従来の弾性表面波フィルタの例を示す図



【図71】

図70物フィルタの通過特性を示す図



フロントページの続き

(72)発明者 宮下 勉

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地
富士通株式会社内

(72)発明者 松田 隆志

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地
富士通株式会社内

(72)発明者 高松 光夫

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地
富士通株式会社内